E 2040/1

Elektrotechn.

R 1986 APR 14

REFERALVAT

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI ANUL 34 ○ NR. 1 • IANUARIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 1 ianuarie 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.317.39

ACCELERATOARE DE ELECTRONI
IRADIERE TEHNOLOGICĂ

Tănăsescu, Fl. T. ş.a. : **Tehnologii neconvenţionale de iradiere cu electroni acceleraţi. II — Acceleratoare de electroni şi consideraţii economice.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 1

Se prezintă, principial, tipurile de acceleratoare de electroni utilizabile pentru iradierea tehnologică. Sînt prezentate, de asemenea, caracteristicile acceleratoarelor produse de firme din diferite ţări, precum şi aspecte economice ale utilizării tehnologiilor de iradiere în industrie.

CZ 007.52 : 615.41

ROBOŢI INDUSTRIALI
PROCES DE INSTRUIRE ROBOŢI

Puşcaşu, S., Ivănescu, M. : **Programarea roboţilor industriali prin instruire cu variabile externe.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 8

Lucrarea se referă la o metodă de programare prin instruire cu variabile externe a roboţilor industriali, care simplifică mult conducerea unor procese secvenţiale, datorită unor avantaje ca : elasticitatea conducerii, posibilitatea modificării rapide a unei traiectorii date, simplificarea activităţii operatorului etc.

CZ 621.314.223 : 621.3.027

AUTOTRANSFORMATOARE MONO ŞI TRIFAZATE
JOASĂ TENSIUNE
REGLAJ SUB SARCINĂ

Mereanu, A., Constantin, M., Modreanu, I., Stanciu, V. : **Serii de autotransformatoare monofazate şi trifazate uscate de joasă tensiune cu reglaj prin sarcină.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 12

În lucrare se prezintă rezultatele activităţii de proiectare, realizare şi încercare a autotransformatoarelor monofazate şi trifazate uscate, de joasă tensiune cu reglaj sub sarcină avînd puterile de la 5 la 63 kVA — care au fost realizate pentru prima dată în ţară în mod unitar sub forma unor serii.

CZ 621.3.013.4 : 621.313.33 : 621.23.072

MAŞINA ASINCRONĂ
REGLARE FRECVENŢĂ VARIABILĂ
FLUX MAGNETIC CONSTANT

Măgureanu, R., Solacolu, C., Solacolu, R. : **Caracteristicile motorului asincron funcţionînd în flux constant.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 19

Articolul prezintă o analiză comparativă a caracteristicilor motorului asincron alimentat la flux statoric constant, flux în întrefier constant, flux rotoric constant şi alimentat la raport U/f constant. Se dau informaţii privind proiectarea sistemului de comandă în noile condiţii de funcţionare.

CZ 621.315.6

LACURI ELECTROIZOLANTE
CLASIFICARE LACURI

Nicola, Gr. : **Clasificarea lacurilor electroizolante.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 28

Se prezintă studiile privind clasificarea lacurilor electroizolante din punct de vedere al componentului principal şi al clasei de izolaţie a acestuia. Se specifică deosebirile şi asemănările dintre diferite tipuri de lacuri.

CZ 621.314.5 :.621.3.082 : 538.5

CONVERTOR STATIC DE MEDIE FRECVENŢĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE
MODELARE ANALITICĂ

Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H. : **Modelarea analitică a unui convertor static de medie frecvenţă cu compensare în paralel a sarcinii, prin relaţii intrare-stare-ieşire.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 33

În articol se tratează studiul sistematic al instalaţiilor de încălzire prin inducţie, alimentate de convertoare statice de medie frecvenţă.

CZ 621.316 : 621.313.047

AUTOMATE FINITE
CIRCUITE DE COMUTAŢIE

Reus, N., Reus, D. : **Marcarea simbolică a circuitelor de comutaţie.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 39

Se expune o posibilitate de a selecta printr-o „marcă", formată din 6 cifre octale, unul din cele 65534 automate finite cu 4 variabile, în variantele combinaţionale şi secvenţiale.

CZ 621.372.543 : 621.318.7

FILTRE ELECTRICE
ECHIPAMENTE DE COMPENSARE

Cocoş, Em. : **Cîteva consideraţii cu privire la optimizarea dimensionării capacităţilor filtrelor absorbante de armonici superioare.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 44

Lucrarea aduce îmbunătăţiri criteriului volumului minim al condensatoarelor treptelor de filtre absorbante de armonici superioare, corectînd formula lui Hoffmann şi propunînd o cale pentru generalizarea acesteia.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.317.39

УСКОРИТЕЛИ ЭЛЕКТРОНОВ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЛУЧЕНИЕ

Тэнэсеску, Фл. Т. и др.: **Неусловные технологии облучения с ускорительными электронами. II—Ускоритель электронов и экономические соображения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 1

Представляются, в основном типы ускорителей электронов, используемых для технологического облучения. Представлены и характеристики ускорителей, изготовленных фирмами из разных стран, а также и экономические виды использования технологий облучения в промышленности.

УДК 007.52.615.41

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
ПРОЦЕСС ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ РОБОТОВ

Пушкашу, Э., Ивэнеску, М.: **Программирование промышленных роботов обучением со внешними переменнами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 8

Работа описывет метод программирования обучением со внешними переменнами промышленных роботов, много упрощающих управление некоторых секвенциальных процессов, благодаря некоторым преимуществам: эластичность управления, возможность скорого изменения данной траектории, упрощение деятельности оператора, и. т.д.

УДК 621.314.223: 621.3.027

АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ МОНО- И ТРИФАЗНЫЕ
НИЗКОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
РЕГУЛИРОВКА НИЖЕ НАГРУЗКИ

Мереану, А., Константин, М., Модреану, И., Станчу, В.: **Ряды сухих монофазных и трифазных автотрансформаторов низкого напряжения с регулировкой ниже нагрузки.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 12

В работе представлены результаты деятельности проектирования, изготовления и испытания монофазных и трифазных сухих автотрансформаторов, низкого напряжения с регулировкой ниже нагрузки, имея мощность от 5 до 63 КВА — эти были реализованы впервые в стране в едином образе в форме некоторых последовательностей.

УДК 621.3.013.4: 621.313 33: 621.23.072

АСИНХРОННАЯ МАШИНА
РЕГУЛИРОВКА ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ
ПОСТОЯННЫЙ МАГНИТНЫЙ ПОТОК

Мэгуреану, Р., Солаколу, К., Солаколу, Р.: **Характеристики асинхронного двигателя, работая при постоянном потоке.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 19

Работа представляет сравнительный анализ характеристики асинхронного двигателя, работающего при постоянном потоке, при потоке в воздушном постоянном зазоре, при постоянном роторном потоке и при отношении постоянном U/f. Приведены сведения по проектированию системы управления в новых условиях работы.

УДК 621. 315.6

ЭЛЕКТРОИЗОЛИРУЮЩИЕ ЛАКИ
КЛАССИФИКАЦИЯ ЛАКОВ

Никола, Г.: **Классификация электроизолирующих лаков.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 28

Представлены изучения по классификации электроизолирующих лаков с точки зрения основного компонента и его класса изоляции. Уточнены отличия и подобия между разными типами лаков.

УДК 621. 314.5: 621.3.082: 538.5

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
НАГРЕВ ИНДУКТИВНОСТЬЮ
АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Киндриш, М., Дарие, С., Колоши, Т., Бэлан, Х.: **Аналитическое моделирование статического преобразователя средней частоты с параллельно компенсацией нагрузки, через отношения вход-состояние-выход.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 33

В работе разработано систематическое изучение нагревательных установок по индуктивности, питающих от статических преобразователей средней частоты.

УДК 621.316 : 621.313.047

ГОТОВЫЕ АВТОМАТЫ
СХЕМЫ КОММУТАЦИИ

Реус, Н., Реус, Д.: **Символическая маркировка коммутирующих схем.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 39

Представлена возможность выбора при помощи одной ,,марки'', образованной из 6 цифров (7 сегментов) один из тех 65.534 готовых автоматов с 4 переменнами, в комбинационных и секвенциальных вариантах.

УДК 621.372.543.: 621.318.7

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ
УСТАНОВКИ КОМПЕНСАЦИИ

Кокош, Эм.: **Некоторые соображения относительно оптимизации измерения способностей фильтров, поглащающих высокие армоники.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34**, № 1, январь 1986 г., стр. 44

Работа внесёт улучшение критерия минимального объёма конденсаторов ступеней фильтров, поглощающих высокие армоники, исправляя формулу Гоффманна и предлагая путь для его обобщения.

INHALT

DK 621.317.39

ELEKTRONENBESCHLEUNIGER
TECHNOLOGISCHE BESTRAHLUNG

Tănăsescu, Fl. T. u.a.: **Nichtkonventionelle Technologien der Bestrahlung mit beschleunigten Elektronen. II-Elektronenbeschleuniger und ökonomische Betrachtungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 1

Es werden, prinzipiell, die Typen von Elektronenbschleuniger dargestellt, die für die technologische Bestrahlung verwendbar sind. Es werden ebenfalls die charakteristiken der von Firmen aus verschiedenen Ländern hergestellten Beschleuniger, sowie ökonomische Aspekte des Einsatzes der Bestrahlungstechnologien in der Industrie dargestellt.

DK 007.52.615.41

INDUSTRIEROBOTER
PROZESS DER INSTRUIERUNG DER ROBOTER

Puşcaşu, S., Ivănescu, M.: **Die Programmierung der Industrieroboter durch Instruierung mit externen Veränderlichen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 8

Die Arbeit bezieht sich auf eine Methode der Programmierung durch Instruierung mit externen Veränderlichen der Industrieroboter, die die Steuerung einiger Folgeprozesse viel vereinfacht, dank einigen Vorzeilen wie: die Elastizität der Steuerung, die Möglichkeit der raschen Änderung einer gegebenen Trajectorie, die Vereinfachung der Tätigkeit des operators usw.

DK 621.314.223 : 621.3.027

EIN- UND DREIPHASIGE EINSPULENTRANSFORMATOREN
NIEDERSPANNUNG
REGELUNG UNTER LADUNG

Mereanu, A., Constantin, M., Modreanu, I., Stanciu, V.: **Reihen von ein- und dreiphasingen trockenen Einspulentransformatoren mit Niederspannung, mit Regelung durch Ladung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 12

In der Arbeit werden die Ergebnisse der Entwurfs, Realisierungs- und Erprobungstätigkeit der ein- und dreiphasigen trockenen Einspulentransformatoren mit Niederspannung, mit Regelung unter Ladung, die die Leistungen von 5 bis 63 kVA haben, dargestellt, die zum ersten Mal einheitlich in der Form von Reihen in der S.R.R. realisiert wurden.

DK 621.3.013.4 : 621.313.33 : 621.23.072

ASYNCHRONE MASCHINE
EINSTELLUNG DER VARIABLEN FREQUENTZ
KONSTANTER MAGNETISCHER FLUSS

Măgureanu, R., Solacolu, C., Solacolu, R.: **Die Charakteristiken des asynchronen Motors, der bei konstantern Fluss funktioniert.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 19

Der Artikel beschreibt eine vergleichende Analyse der charakteristiken des asynchronen Motors, der bei konstantem statorischem Fluss, konstantem Fluss im Luftabstand, konstantem Ankerkraftfluss, sowie bei konstantem Verhältniss *U/f* versorgt wird. Es werden Informationen über den Entwurf des Steuersystems in den neuen Funktionsbedingungen gegeben.

DK 621.315.6

ELECTROISOLIERENDE LACKE
KLASSIFIZIERUNG DER LACKE

Nicola, Gr.: **Die Klassifizierung der elektroisolierenden Lacke.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 28

Es werden die Studien über die Klassifizierung der elektroisolierenden Lacke von Standpunkt des Hauptbestandteils und dessen Isolationsklasse dargestellt.
Es werden die Interschiede zwischen verschiedenen Lacktypen und deren Ahnlichkeiten beschrieben.

DK 621.314.4 : 621.3.082 : 538.5

STATISCHER KONVERTER MIT MITTELFREQUENZ
INDUKTIONSHEIZUNG
ANALYTISCHE GESTALTUNG

Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H.: **Die analytische Gestaltung eines statischen Konverters mit Mittelfrequenz, mit Parallelkompensierung der Ladung, durch Verhältnisse Eingang-Zustand-Ausgang.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 33

Im Artikel wird das systematische Studium der Anlagen mit Induktionsheizung, die von statischen konvertern mit Mittelfrequenz versorgt werden, dargestellt.

DK 621.316 :.621.313.047

FINITE AUTOMATE
KOMMUTATORKREISE

Reus, N., Reus, D.: **Die symbolische Kennzeichnung der Kommutatorkreise.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 39

Es wird eine Möglichkeit der Auswahl durch eine „Marke", die aus 6 oktalen Ziffern besteht, eines der 65.534 finiten Automate mit 4 Variablen, in den kombinierbaren und Folgevarianten, Beschrieben.

DK 621.372.543 : 621.318.7

ELEKTROFILTER
KOMPENSIERUNGSAUSRÜSTUNGEN

Cocoş, Em.: **Einige Betrachtungen über die Optimierung der Dimensionierung der Kapazitäten der Filter, die Oberharmonische absorbieren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 1, Jan 1986, S. 44

Die Arbeit bringt Verbesserungen dem Kriterium des minimalen Volumens der Kondensatoren der Filterstuffen, die Oberharmonische absorbieren, indem sie die Hoffmann'sche Formel korrigiert und einen Weg für deren Verallgemeinervorschlägt.

CONTENTS

DC 621.317.39

ELECTRON ACCELARATOR
TECHNOLOGICAL IRRADIATION

Tănăsescu, Fl. T. and others : **Unconventional accelerated electron irradiation technologies.**
II — Electron accelerators and economic considerations.

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 1

Electron accelerators designed to be used for technological irradiation are presented in the main. Accelarator characteristics are also presented, the accelerators manufactured at companies of various countries, and the economic aspects of the irradiation technology usage in industry are reported, too.

DC 007.52.615.41

INDUSTRIAL ROBOTS
ROBOT TRAINING PROCESS

Puşcaşu, S., Ivănescu, M. : **Industrial robot programming by training with external variables.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 8

This paper is referring to a programming method by training with external variables of the industrial robots, wich make easier the controlling of some sequential processes owing to some advantages as : controlling flexibility, the posibility of a swift change of a given traiectory, simplification of the operator activity etc.

DC 621.314.223 : 621.3.021

MONO AND TRIPHASE AUTOTRANSFORMERS
LOW VOLTAGE
CHARGED REGULATION

Mereanu, A., Constantin, M., Modreanu, I., Stanciu, V. : **Series of dry low voltage charged — regulation mono and triphase autotransformers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 12

This paper presents the results of the design, realization and testing activity for dry, low-voltage, charged regulation mono and triphase autotransformers having, from 5 to 63 kVA powers which have been realized for the first time in our country under the from of some series unitaryly.

DC 621.3.013.4 : 621.313.33 : 621.23.072

ASYCHRONOUS MACHINE
VARIABLE FREQUENCY REGULATION
CONSTANT MAGNETIC FLUX

Măgureanu, R., Solacolu, C., Solacolu, R. : **Asynchronous motor characteristics operating at constant flux.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 19

This paper presents a comparative analysis of the asynchronous motor characteristics fed at a constant stator flux, constant air gap flux, and fed at constant *U/f* ratio. Data are given concerning the design of the control system under the new operation conditions.

DC 621.315.6

ELECTROISOLATION VARNISHES
VARNISH CLASSIFICATION

Nicola, Gr. : **Electroisolation varnish classification.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 28

The studies concerning electroisolation varnish classification from the point of view of the principal component and of its isolation class are presented. The differences and similarities hetweer various types of varnishes are reported.

DC 621.314.5 : 621.3.082 : 538.5

MEDIUM FREQUENCY STATIC CONVERTER
INDUCTION HEATING
ANALYTICAL MODEL

Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan H. : **The analytical model of a medium — frequency static converter with charge parallel compensation, by input—state — output relations.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 33

This paper deals with the systematic investigation of the induction — heating equipments fed by medium — frequency static converters.

DC 621.316 : 621.313.047

FINITE AUTOMATA
SWITCHING CIRCUITS

Reuş, N., Reus, D. : **The symbolic marking of the switching circuits.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 39

A possibility of choosing by a „mark", made up of 6 octed figures, one of those 65.534 finite automata with 4 variables, in grouping and sequential variants.

DC 621.372.543 : 621.318.7

ELECTRIC FILTERS

Cocoş, Em. : **Some considerations concerning the opimization of the high harmonic absorbing filters capacity dimensions.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 1, Jan 1986, p. 44

The paper improves the minimum volume criteria of the high harmonic absorbing filters step capacitors, correcting Hoffman's formula and suggesting a way for enlarging its application.

SOMMAIRE

CD 621.317.39

ACCELERATEURS D'ÉLECTRONS
IRRADIATION TECHNOLOGIQUE

Tănăsescu, Fl. T. : **Technologies non-conventionnelles d'irradiation à électrons accélérés. II — Accélérateurs d'électrons et considérations économiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986. p. 1

Dans cet ouvrage, on presente des types d'électrons employés pour l'irradiation technologique. On présente aussi les caracteristiques des accélérateurs produits par des firmes des différents pays, ainsi que les aspects économiques de l'utilisation des technologies d'irradiation en industrie.

CD 007.52.615.41

ROBOTS INDUSTRIELS
PROCÈS D'INSTRUCTION DES ROBOTS

Puşcasu, S., Ivănescu, M. : **Programmation des robots industriels par instruction à variables externes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 8

L'ouvrage se rapporte à une méthode de programmation par instruction à variables externes des robots industriels, qui simplifient beaucoup la commande des procés séquentiels, grâce à des avantages comme : l'elasticité de la commande, la possibilité d'une modification rapide de la trajectoire donnée, la simplification de l'activité de l'opérateur etc.

CD 621.314.223 : 621.3.027

AUTOTANSFORMATEURS MONO ET TRIPHASÉS
BASSE TENSION
REGLAGE EN CHARGE

Mereanu, A., Constantin, M., Modreanu, I. Stanciu, V. : **Séries d'autotransformateurs monophasés et triphasés secs, de basse tension à reglage en charge.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 12

Dans cet ouvrage on présente les résultats de l'activité de projection de réalisation et d'essai des autotransformateurs monophasés et triphasés secs, de basse tension à reglage en charge, délivrant des puissances de 5 à 63 KVA — qui ont été realisés pour la première fois dans notre pays d'une maniére unitaire sous la forme d'une série.

CD 621.3.013.4 : 621.313.33 :.621.23.972

MACHINE ASYNCHRONE
REGLAGE FRÉQUENCE VARIABLE
FLUX MAGNETIQUE CONSTANT

Măgureanu, R., Solacolu, C., Solacolu, R. : **Caracteristiques du moteur asynchrone, fonctionnant à flux constant.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 19

Cet article présente une analyse comparative des caracteristiques du moteur asychrone alimenté à flux du stator constant, flux en entre-fer constant, flux du rotor constant et alimenté à rapport *U/f* constant. On donne des informations en ce qui coneerne la projection du système de commande dans les nouvelles conditions de fonctionnement.

CD 621.315.6

VERNIS ÉLECTROISOLANTS
CLASSIFICATIONS DES VERNIS

Nicola, Gr. : **Classificantions des vernis électroisolants.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 28

Cet ouvrage présente la classification des vernis électroisolants du point de vue du component principal et de la classe d'isolation de celui ei. On specifie les différences et les similitudes des différents types des vernis.

CD 621.314.5 : 621.3.082 :.538.5

CONVERTISSEUR STATIQUE DE MOYENNE FRÉQUENCE
CHAUFFAGE INDUCTION
SIMULATION ANALYTIQUE

Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T. Bălan, H. : **Simulation analytique d'un convertisseur statique de moyenne fréquence avec compensation en paralléle de la charge, par relations entrée — état — sortie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 33

Dans cet article on présente l'étude sistematiqne des installations de chauffage à induction, alimentées par des convertisseurs statiques de moyenne frequence.

CD 621.316 :.621.313.047

AUTOMATISMES À SÉQUENCES
CIRCUITS DE COMMUTATION

Reus, N., Reus, D. : **Marcage symbolique des circuits de commutation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 39

Dans cet ouvrage on expose la possiblité de sélecter par „une marque" de 6 ciffres octaux l'un des 65.534 automatismes à sequences à 4 variables dans des variantes combinatoires et séquentielles.

CD 621.372.543 :.621.318.7

FILTRES ELECTRIQUES
EQUIPEMENTS DE COMPENSATION

Cocoş, Em. : **Quelques considérations sur l'optimisation du dimentionnement des capacités des filtres absorbants d'harmoniques supérieurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 1, ian 1986, p. 44

L'ouvrage apporte des perfectionnements du critère du volume minimum des condensateurs des degrès de filtres absorbants d'harmoniques supérieurs, corrigeant les formules de Hoffmann et proposant une voie pour la généralisation de celle — ci.

Tîrgul de la Leipzig

Republica Democrată Germană

16.3.—22.3.1986

Centrul comercial mondial Leipzig vă oferă, într-un singur loc și numai în șapte zile :

- Tratative în domenii reprezentative ale industriei R.D.G.
- Încheierea de afaceri și contracte cu parteneri comerciali din întreaga lume
- Informații și tehnologii de înaltă productivitate în ramura industrială care vă interesează

Tema Tîrgurilor de la Leipzig, edițiile anului 1986 :

„Utilaje de înaltă productivitate, care asigură economisirea materialelor, a timpului de lucru și tehnologii ale construcției de mașini"

Pentru comerț internațional și progres tehnic :

Invitații pentru Tîrg și informații puteți obține la ONT „Carpați" sau la Reprezentanța comercială a Ambasadei R.D.G. în R. S. România, str. Dumbrava Roșie nr. 4, București.

ONT „Carpați" organizează călătorii pentru grupe de experți cu participare gratuită la conferințele de specialitate și la vizitarea Tîrgului, cu ghizi specializați.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 1

CZ 621.317.3

ACCELERATOARE DE ELECTRONI
IRADIERE TEHNOLOGICĂ

Tehnologii neconvenţionale de iradiere cu electroni acceleraţi. II — Acceleratoare de electroni şi consideraţii economice

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, RADU CRAMARIUC, SILVIU JIPA, SORIN ILIE, DIANA ILIE, CONSTANTIN CAZAC, GHEORGHE MARIN, RADU SETNESCU, TANŢA SETNESCU, ION MIHALCEA* — BUCUREŞTI

Dezvoltarea impetuoasă a fizicii teoretice din primele decenii ale secolului nostru a determinat punerea la punct a acceleratoarelor de particule în vederea verificării experimentale a concluziilor teoretice .Acceleratoarele de electroni au apărut şi s-au dezvoltat iniţial în această direcţie, din care au derivat în ultimii 20 de ani acceleratoare tehnologice ca o consecinţă firească a succeselor cercetărilor din domeniul transformării materialelor sub acţiunea radiaţiilor [1].

Acceleratoarele de electroni sînt construite, în prezent, în multe variante care depind, în principal, de scopul pentru care sînt folosite, precum şi de criteriile de eficienţă economică [2].

Principial, un accelerator tehnologic de electroni conţine un sistem de alimentare şi de obţinere a tensiunilor necesare acceleării electronilor, o sursă emiţătoare de electroni şi un sistem de baleiaj al electronilor acceleraţi.

În cele ce urmează se vor prezenta succint caracteristicile unor tipuri mai cunoscute de acceleratoare de electroni.

(a) *Acceleratorul liniar de electroni* (Linae) — este utilizat în aplicaţii industriale, medicale, precum şi în cercetare, pentru producerea ionilor, curenţilor şi tensiunilor înalte. Acceleratorul are un randament bun, lucrează prin reglarea şi modularea unui curent alternativ aplicat apoi la alimentarea unui tub de microunde de putere. Tensiunea înaltă este apoi aplicată unui ghid de undă vidat în vederea acceleării fluxului de electroni (fig. 1). Tubul-ghid de undă poate atinge lungimi apreciabile în cazul necesităţii de obţinere a unor energii mari.

(b) *Acceleratorul de electroni Van der Graaff* (fig. 2) — utilizat atît în cercetare, cît şi pentru aplicaţii industriale, poate fi comutat de la accelerarea electronilor la cea a ionilor pozitivi. Tensiunea de accelerare este obţinută prin transportul sarcinilor către cupola izolată, cu ajutorul unei curele speciale din cauciuc neoprenic. Rola din cupolă a acceleratorului constituie în acelaşi timp alternatorul de alimentare a circuitelor sursei de electroni. Aceştia sînt acceleraţi în „tubul de accelerare" vidat. Fasciculul de electroni accelerat este baleiat apoi cu frecvenţa şi amplitudinea necesară. Avînd în vedere existenţa unor piese în mişcare sînt necesare operaţii de întreţinere la intervale de aproximativ 500 ore de funcţionare.

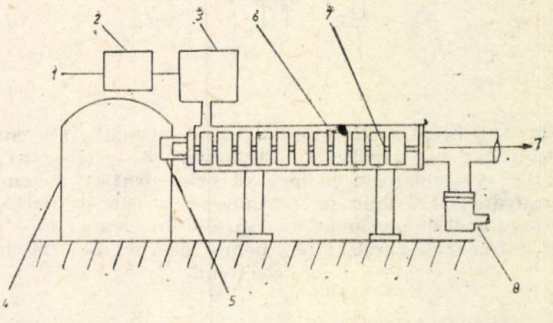


Fig. 1. Schema acceleratorului liniar (Linae) : *1* — întrare curent alternativ ; *2* — modulator ; *3* — tub de microunde ; *4* — alimentarea sursei de electroni ; *5* — sursă de electroni ; *6* — ghid de undă accelerator ; *7* — fascicul de electroni ; *8* — pompă de vid.

(c) *Acceleratorul de electroni cu transformator rezonant* (fig. 3) — este conceput special pentru scopuri industriale. Transformatorul, constituit din multe secţiuni transformatoare, presate între bare izolatoare, lucrează ca un tot unitar, excitarea fiind rezolvată cu o tensiune alternativă variabilă cu frecvenţa de 180 Hz, aplicată bobinei primare. Bobina finală alimentează

* Dr. ing. *Tănăsescu, Fl. T.* — vicepreşedinte al Consiliului Naţional al Ştiinţei şi Învăţămintului, dr. ing. *Cramariuc, R.*, dr. chim. *Jipa, S.*, dr. chim. *Ilie, S.*, chim. *Ilie, D.*, dr. ing. *Cazac, C.*, ing. *Marin, Gh.*, chim. *Setnescu, R.*, chim. *Setnescu, T.*: Institutul de cercetare pentru electrotehnică (ICPE) — Bucureşti, dr. chim. *Mihalcea, I.* — Inst. politehnic — Bucureşti.

circuitele sursei de electroni, restul bobinelor fiind conectate la electrozii tubului de accelerare. Electronii „pulsează" în tubul de accelerare, prin cîmpuri de focalizare și, în final, de baleiere. Energia electrică de alimentare a

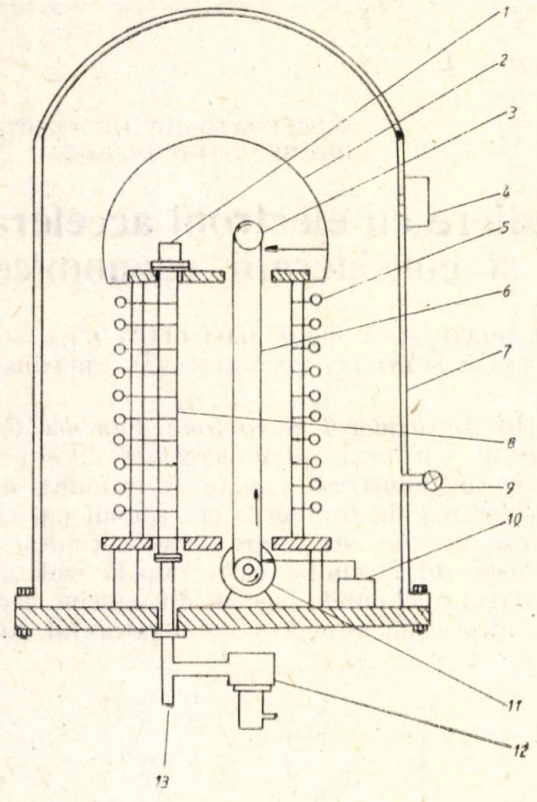


Fig. 2. Schema acceleratorului Van der Graaff : *1* — sursă de electroni ; *2* — cupolă ; *3* — alternator ; *4* — voltmetru generator ; *5* — izolatoare cu inele de echipotențial ; *6* — curea de încărcare ; *7* — tanc de presiune ; *8* — tub de accelerare ; *9* — robinet de presiune ; *10* — sursă de încărcare ; *11* — motor de antrenare a curelei ; *12* — pompă de vid ; *13* — fascicul de electroni.

transformatorului rezonant este obținută de la un motor generator, care constă din patru componente : un motor sincron de antrenare, un alternator de 180 Hz, un excitator și un generator de curent continuu.

(d) *Acceleratorul de electroni de tip Dynamitron* (fig. 4) — este construit în numeroase variante, cu tensiuni de accelerare cuprinse între 0,3—4 MV și intensitatea fasciculului de electroni de pînă la 100 mA. Așa cum se observă din figura 4, acest accelerator se compune din tancul de presiune, oscilatorul de radiofrecvență (RF), sisteme de baleiaj și de control. Circuitul rezonant cuprinde o inductanță (transformatorul de radiofrecvență) și o capacitanță (electrozi de radiofrecvență și inelele corona din jurul coloanei de redresare). Cînd un potențial de radiofrecvență se aplică primarului transformatorului, în secundarul acestuia apare o tensiune înaltă de radiofrecvență aplicată electrozilor, cîmpul acestora determinînd un potențial de radiofrecvență pe fiecare din modulele coloanei, datorat capacitanței dintre electrozi și inelele corona. Alimentarea în paralel a redresoarelor conectate în serie conduce, prin însumarea tensiunilor, la apariția

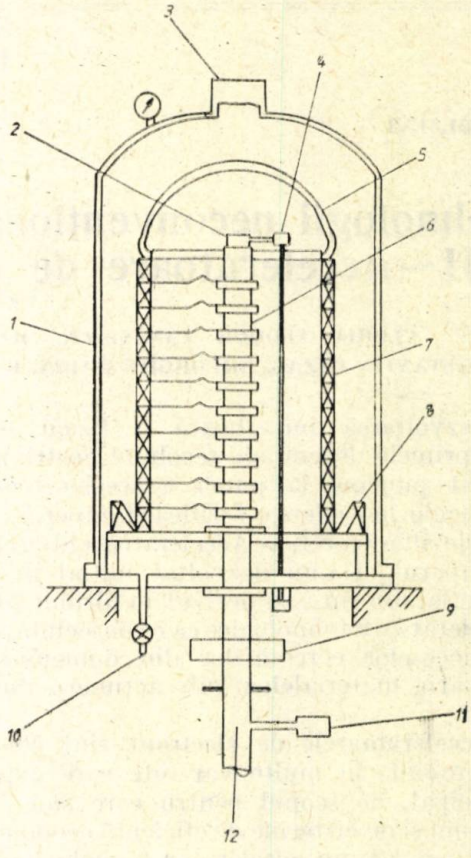


Fig. 3. Schema acce eratorului cu transformator rezonant : *1* — tanc de presiune ; *2* — sursă de electroni ; *3* — schimbător de căldură ; *4* — comanda sursei de electroni ; *5* — ecran Corona ; *6* — tub de accelerare ; *7* — bobine secundare ; *8* — înfășurarea primară ; *9* — bobină de focalizare ; *10* — intrarea gazului izolator ; *11* — pompă de vid ; *12* — fascicul de electroni.

potențialului de accelerare. Mărimea acestui potențial este determinată de numărul modulelor de redresare.

Tubul de accelerare vidat este constituit din dinode de oțel inoxidabil intercalate cu izolatoare de sticlă. Dinodele sînt conectate electric prin intermediul unor rezistoare, care asigură uniformitatea cîmpului de-a lungul tubului de accelerare.

(e) *Acceleratorul de electroni cu transformator cu miez izolat* (fig. 5) — este alimentat în curent alternativ trifazat la 50 sau 60 Hz. Miezul transformatorului este constituit din trei coloane separate cuplate magnetic la ambele capete. Un miez primar și un număr de miezuri subțiri sînt asamblate în cadrul fiecărei coloane, constituind o secțiune generatoare de înaltă tensiune.

Secundarul transformatorului constă dintr-un număr de module, fiecare conținînd bobine

secundare, redresoare, capacitoare, rezistoare de limitare și inele de echipotențial interconectate.

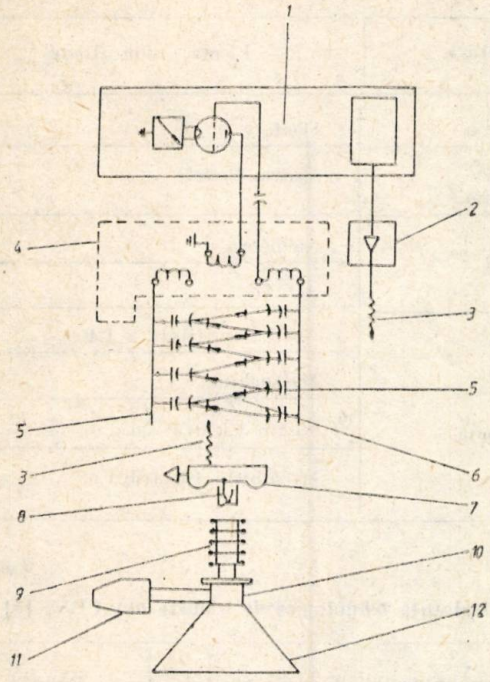


Fig. 4. Schema acceleratorului tip Dynamitron : *1* — oscilator ; *2* — regulator de tensiune ; *3* — divizor de înaltă presiune ; *4* — transformator de radiofrecvență ; *5* — electrozi de radiofrecvență ; *6* — redresor ; *7* — înaltă tensiune ; *8* — filament ; *9* — tub de accelerare ; *10* — bobină de baleiaj ; *11* — pompă de vid ; *12* — con de baleiaj.

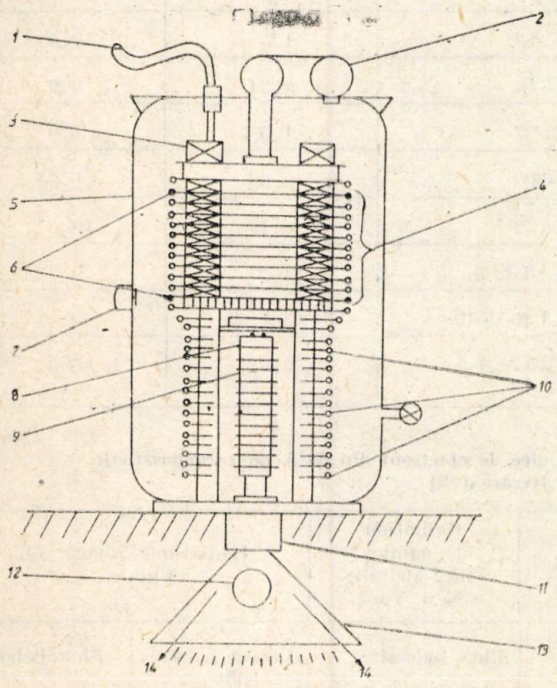


Fig. 5. Acceleratorul cu transformator cu miez izolat : *1* — alimentarea electrică a primarului ; *2* — sistem de recirculare a gazului ; *3* — bobine primare ; *4* — alimentarea cu înaltă tensiune (secundară) ; *5* — tanc de presiune ; *6* — planuri de supratensiune ; *7* — voltmetru generator ; *8* — sursă de electroni ; *9* — tub de accelerare ; *10* — inele de echipotențial ; *11* — bobine de baleiaj ; *12* — pompă de vid ; *13* — con de baleiaj ; *14* — fascicul de electron.

Numărul acestor module, așezate pe verticală și legate în serie, determină potențialul de accelerare, precum și parametrii acceleratorului. Tubul de accelerare este constituit din izolatoare circulare din sticlă intercalate cu electrozi metalici. Uniformitatea gradientului de potențial de-a lungul tubului se realizează cu ajutorul unor rezistoare prin intermediul cărora electrozii sînt conectați în serie. Electronii proveniți dintr-un filament de wolfram sînt focalizați și accelerați în tub la energia corespunzătoare potențialului final al transformatorului. După ieșirea din tubul de accelerare fasciculul de electroni intră în conul de baleiaj, unde, prin intermediul cîmpurilor electromagnetice variabile, este deflectat cu frecvența și pe distanța fixată, după care, trecînd printr-o fereastră de titan, cade pe obiectul de iradiat.

* * *

Pentru funcționarea în condiții de siguranță pe durate mari de timp, orice accelerator necesită aparate și dispozitive de măsură și control cu grad mare de automatizare, legate de stabilitatea potențialului de accelerare și a intensității fasciculului de electroni, baleiajului și sistemului de vidare (10^{-5} torr). Sînt necesare dispozitive de eliminare a excesului de căldură, precum și de ventilare corespunzătoare a camerei de iradiere în vederea îndepărtării ozonului, gaz toxic și coroziv.

Proiectarea bine gîndită a ansamblului anexelor, precum și buna funcționare a acestora sînt determinante pentru fiabilitatea unui accelerator. Pentru protecția biologică este necesară plasarea acceleratorului și a camerei de iradiere în incinte protejate cu pereți, ale căror grosimi să asigure un nivel de doze sub cel maxim permis pentru personalul de exploatare. Este necesar și un sistem de control independent al dozelor din incinta de iradiere și din afara ei.

Creșterea continuă a tehnologiilor de iradiere [1], avantajele pe care acestea le oferă, au condus la creșterea numărului de instalații tehnologice de iradiere cu electroni accelerați [3—26]. În tabelul 1 sînt prezentate principalele firme furnizoare de acceleratoare tehnologice de electroni. În tabelul 2 sînt prezentate unele caracteristici ale acceleratoarelor de electroni din instalațiile tehnologice de iradiere din URSS [4]. În tabelul 3 sînt prezentate caracterisiticile de bază și costurile unor acceleratoare oferite de firme din SUA.

În țara noastră acceleratoarele de electroni pentru cercetare și industriale sînt produse în cadrul ICPE—București. Astfel, pentru cercetare se produce acceleratorul Van der Graaff (2 MeV, 1 mA), precum și acceleratoare de electroni cu transformatoare cu miez izolat (0,6—2 MeV, 20—30 kW).

Tabelul 1

Principalele firme furnizoare de acceleratoare tehnologice de electroni

Țara	Firma producătoare	Țara	Firma producătoare
SUA	Higt Voltage Engineering Corp.	Elveția	Haefely
	Radiation Dynamics Inc.	RFG Elveția	Brown-Boveri
	Energy Science Inc.	RFG	Siemens
	Radiation Polymer Co.		A.E.G.
Franța	Tinzini Sames	URSS	Acad. de Științe a URSS
	Thompson CSF	Japonia	Matsushita
	Société Radian		Nissin Electric Co.
Anglia	Tube Investment		Mitsubishi Electric Co.

Tabelul 2

Principalele caracteristici ale acceleratoarelor de electroni din instalațiile tehnologice de iradiere din URSS [4]

Tipul acceleratorului (cu transformator)	Energia cinetică, pJ	Puterea, kW	Tipul acceleratorului (liniar)	Energia cinetică, pJ	Puterea, kW
Electron-3M	0,11	7	U-10	0,4	0,9
Electron-4	0,08	10	U-12	0,7	0,5
Aurora	0,08	20	U-13	1,5	0,6
Aurora-p	0,08	25	U-16	0,24	0,9
RTE-1	0,16	3	U-27	1,5	5,0
ELV-1	0,06—0,16	20	U-30	0,32	0,01
ELV-2	0,13—0,24	20	U-33	0,4	10
ELT-1,5A	0,19	15	LUE-8-5	1,3	5
ELT-2,5A	0,24—0,27	15	LUE-15-10	2,1	9
EOL	0,06	20	ELU-5-1-5	0,8	5

Tabelul 3

Principalele firme furnizoare de acceleratoare tehnologice de electroni din SUA cu caracteristicile de bază și prețurile de livrare [29]

Caracteristica	Energy Bedford,	Science Mass.	High Voltage Engineering Corp., Burlington, Mass	Radiation Dynamics Inc. Melville New York	Radiation Polymer Co. Illinois	
Tip	Liniar nebaleiat	Flux baleiat	Flux baleiat	Flux baleiat	Liniar nebaleiat	Flux baleiat
Putere	150 kW 150—250 kW	300—400 kV	100 — kW 300 kV — 2,5 MV 10—100 mA	150 kW 300 kV — 3 MV 10—100 mA	150 kW 250 kV 500 mA	45 kW 300 kV 150 mA
Cost (mii $)	50—250	100	100—500	350—1000	100—400	100

Considerații economice

Evaluarea economicității electrotehnologiilor în comparație cu tehnologiile clasice este legată de evoluția în timp a costurilor acceleratoarelor, precum și a costurilor de exploatare.

În afară de problemele de costuri se mai iau în considerație consumul specific de energie, aspecte legate de gradul de poluare ș.a.

Pentru unele domenii industriale, mari consumatoare de energie, care ocupă un loc însemnat în balanța economică, economia de energie realizată prin înlocuirea procedeelor clasice (care folosesc energia sub formă de căldură) cu procedee de iradiere cu electroni accelerați, pare să devină un factor esențial în condițiile penuriei contemporane de energie.

Se prezintă, mai jos, cîteva exemple în care se exprimă costul energiei consumate prin procedeul electrotehnologic pe unitatea de masă a produsului, în procente, față de costul energiei termice necesare în procedeul clasic:

1 — reticularea polietilenei la cabluri electrice (15 MRad) : 50,91%;

2 — vulcanizarea latexului de cauciuc (10 MRad) : 8,33%;

3 — uscarea lacurilor și a vopselelor : 20%;

4 — sterilizarea produselor medicale (2,5 MRad) : 2,5%.

În ultimii douăzeci de ani costul energiei furnizate de acceleratoarele tehnologice a scăzut simțitor, ca urmare a creșterii productivității și a perfecționării acestora (creșterea randamentului, a fiabilității și a duratei de viață a subansamblelor). Astfel, în anul 1958 costul

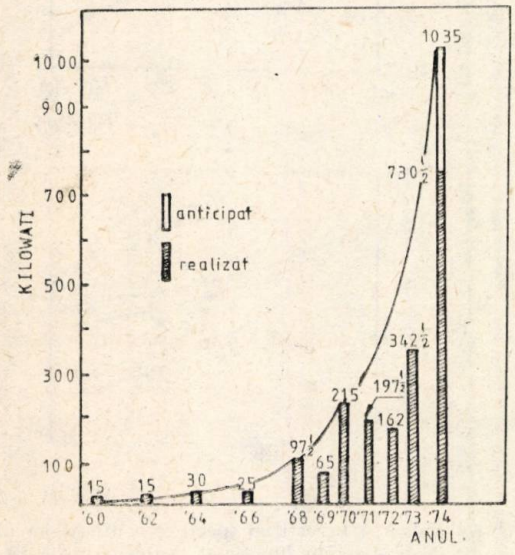


Fig. 6. Dinamica utilizării acceleratoarelor de electroni în procesele industriale [30].

unui kWh de fascicul, la exploatarea unei instalații de 3kW depășea 4 dolari, iar în 1976 a ajuns la 0,25 dolari la o instalație de 300 kW, adică de aproape 20 de ori mai mic. Figura 6 prezintă creșterea puterii instalațiilor tehologice de iradiere cu electroni accelerații iar figura 7, scăderea în timp a costului iradierii la aceste echipamente. La nivelul anului 1975 existau în lume aproximativ 100 de acceleratoare industriale de electroni cu o capacitate totală de peste 1 000 kW [27]. Numai în Japonia în anul 1974 se găseau 15 acceleratoare de electroni, totalizînd 250 kW [28]. Domeniile de utilizare a acestora la nivelul anului 1981 sînt prezentate în figura 8 [23].

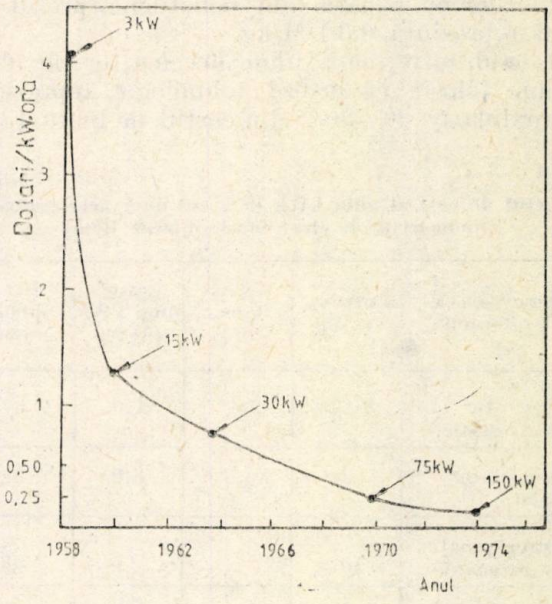


Fig. 7. Scăderea costului iradierii tehnologice cu electroni accelerați [30].

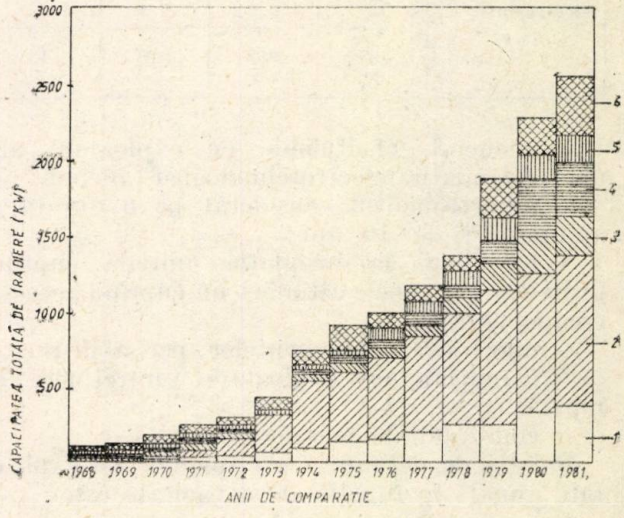


Fig. 8. Evoluția puterii acceleratoarelor de electroni și principalele aplicații în Japonia [23] : *1* — cercetare-dezvoltare ; *2* — reticularea izolației conductoarelor ; *3* — polietilenă expandată ; *4* — tuburi și folii termocontractabile ; *5* — uscări de lacuri și vopsele ; *6* — vulcanizări, diverse.

Tabelul 4 prezintă prețul de cost al unui kWh pentru diferite tipuri de acceleratoare utilizate în diferite procese industriale.

Considerînd cazul particular al costului iradierii cu electroni accelerați în scopul reticulării cablurilor cu izolație din polietilenă, acesta reprezintă aproximativ 5% din prețul produsului [28]. O serie de publicații arată că, costul reticulării radiochimice a foliilor de polietilenă (15 MRad) este de 0,2 cenți/lb, în timp ce costul procedeului clasic este de 0,55 cenți/lb [29, 30].

Un alt calcul arată că în cazul funcționării timp de 5 000 ore pe an a unui accelerator industrial de electroni folosit la reticularea cablurilor cu izolație din polietilenă, prețul de cost reprezintă 0,3 DM/kg.

Costul întreținerii unui accelerator de electroni, folosit ca utilaj tehnologic, reprezintă aproximativ 20—30% din costul de lucru [31].

Tabelul 4

Prețul de cost al unui kWh în cazul unor acceleratoare industriale de electroni de diferite tipuri

Tipul acceleratorului	Puterea, (kW)	Activitatea (MCi)	Costul unui kWh (SUA)	Ref. bibliografică
Generator electrostatic	5—25	—	1,0	37
Accelerator liniar	3	—	5,2	38
Transformator de rezonanță	10	—	5,0	39
Generator electrostatic	3	—	0,5	39
	3	0,2	8,7	40,41
	3	0,2	6,1	42
	3	0,2	9,0	43

În general, cheltuielile de exploatare ale unei instalații electrotehnologice includ:

— amortismentul considerat pe o durată a amortizării de 10 ani;

— beneficiul la instalația inițială cuprins între 6 și 8% (unele estimări nu cuprind această componentă);

— înlocuirea componentelor perisabile;

— manopera de exploatare, întreținere și reparații;

— consumul de energie electrică.

Relația de definire a cheltuielilor de exploatare anuală în funcție de capacitate este:

$$C = B + 250 \cdot I^{0,91},$$

unde: C este costul exploatării anuale (în dolari SUA), B — componenta independentă de puterea instalației de iradiere, care variază între 25 000 dolari/an la instalațiile simple, de capacitate redusă pînă la 80 000 dolari/an la instalațiile mari și complexe, iar I — puterea instalației de iradiere [32].

Tabelul 5

Distribuția procentuală a diferitelor componente ale costurilor pentru diferite instalații de iradiere cu capacitatea de 40000 MRad t/an

	Accelerator de 3 MeV (20 kW)	^{60}Co (1,3 MCi)	^{137}Cs (8,8 MCi)
A. *Cheltuieli de investiție*:			
Sursa de radiații (%)	40	81	87
Clădire și aparatură	60	19	13
Costul investiției, raportat la cel al instalației cu accelerator de electroni	100%	320%	448%
B. *Cheltuieli de exploatare* (procente față de totalul costului exploatării)			
Amortisment (20 ani)	15	22	36
Manoperă de exploatare	12	45	14
Beneficiu	15	22	36
Reparații și întreținere	49	11	14
Energie electrică	9	—	—
Costul exploatării anuale raportat la accelerator	100%	221%	188%
Costul specific al iradierii în dolari SUA pe MRad tonă	2,0	4,45	3,8

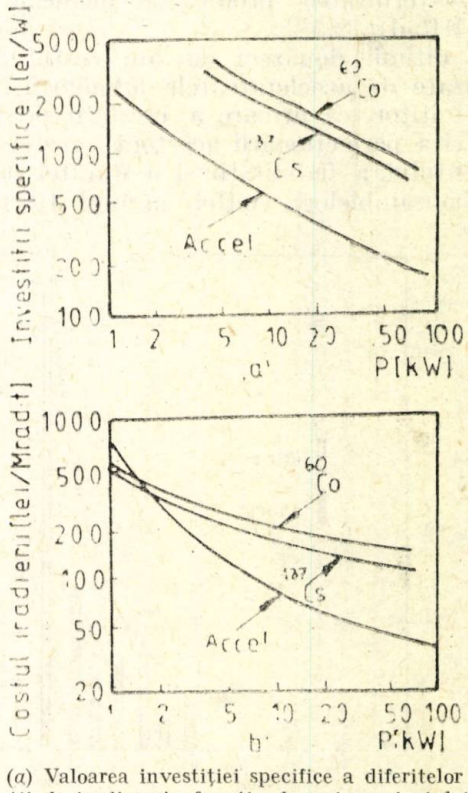


Fig. 9. (*a*) Valoarea investiției specifice a diferitelor instalații de iradiere în funcție de puterea instalată. (*b*) Costurile iradierii pentru diferite instalații de iradiere în funcție de puterea nominală a instalației.

Tabelul 5 arată distribuția procentuală a diferitelor componente ale costurilor pentru instalații avînd aceeași capacitate de iradiere de circa 40 000 MRad t/an.

Se observă că instalațiile cu radioizotopi sînt de 3—5 ori mai scumpe decît cele cu acceleratoare, iar costul unitar de iradiere este practic dublu.

Costurile specifice scad cu creșterea puterii instalate, dar modalitățile de estimare variază de la stat la stat și mai ales cu timpul, deoarece la stabilirea costurilor concură atît creșterea tehnicității și a productivității, cît și rata de inflație.

În figura 9a sînt arătate, ca exemplu, cheltuielile de investiții, raportate la unitatea de putere cu radiații, iar în figura 9b — costul specific al iradierii, raportat la unitatea de energie absorbită (MRad tonă), adaptat la costurile curente ale anului 1975.

În ceea ce privește disponibilitatea acceleratoarelor de electroni aceasta nu este limitată decît de ritmul de dezvoltare a capacității de producere a acestor instalații.

Date recente de marketing arată că utilizarea acceleratoarelor de tip toroidal va permite extinderea electrotehnologiei de reticulare a izolației de polietilenă și în cazul cablurilor de 230 kW, iar într-un viitor apropiat a cablurilor de 345 kW.

Bibliografie

[1] *Tănăsescu, F. T., Cramariuc, R., Jipa, S., Ilie, S., Ilie, D., Cazac, C., Marin, Gh., Setnescu, R., Setnescu, T., Mihalcea, I.* Tehnologii neconvenționale bazate pe iradierea cu electroni accelerați. I. Domenii de utilizare. In : Electrotehnica, Electronica, Automatica vol. **33**, 1985, p.

[2] *Schuler, E. R.*, Radiation Source — E.B. In :Radiat. Phys. Chem. vol. **14**, 1979, p. 171—194.

[3] *Finkel, E. E., Lescenko, S. S., Braghinskii, R. P.* In : Radiationnaia himiia i kabellnaia tehnika. Atomizdat, 1968.

[4] *Kozlov, G. D., Laricev, A. V., Lisnicii V. E., Babkin, J. Iu., Sireaeva, G. V., Tatarenko, O. F.* In : Radiationo-himiceskaia modificațiia polimernih materialov. Varșovia, vol. **2**, 1978, p. 726.

[5] *Kozlov, Iu., Nikulin, K. J., Tilkov, Iu. S.* Rascet parametrov i Konstruirovanie Radiationo-Himiceskih Ustanovok Uskoriteliami Electronov", M. Atomizdat, 1976.

[6] *Piankov, G. N.* Radiationaia Modifikațiia Polimernih Materialov, Kiev, Tehnica, 1969.

[7] * * * Materiali vsesoiznogo naucino-tehniceskogo sovesciniia po ispolzovaniu uskoritelei v narodnom hoziaistve i mediține" Leningrad, 1971, L. Izd. NIIEFA im. D. V. Efrenova, 1971.

[8] * * * Tezisî dokladov vsesoiuznoi konferenții : Razrabotka i Prakticeskoe Primenenie Electronih Uskoritelei. Tomsk, 1972, Izd. Tomskogo Gos. Univ., 1972.

[9] * * * Dokladî na Vsesoiznom Seminare „Primenenie Uskoritelei v Radiationoi Himii", VDNH SSSR, Moskva, 1973.

[10] * * * „Tezisî dokladov vtoroi vsesoiznoi konferenții po prikladnoi radiaționoi himiii", Obninsk, 1973.

[11] * * * „Materiali Vsesoiuznoi Konferenții po Razrabotke i Prakticeskomu Primeneniu Elektronih Uskoritelei", Tomsk, 1975.

[12] * * * Materiali Vsesoiuznogo Naucino-Techniceskogo Soveșciania po Izpolzovaniu Uskoritelei v Narodnom Hoziaistve i Mediține, Leningrad, 1975.

[13] *Bregher, A. H.* Jrn. Vsesoiuz. Him. Obscest., 18, 1973 p. 113.

[14] *Fowlert, E. E.* Isotopes and Radiation Technol., 9, 1972, p. 253.

[15] *Abramian, A. F.* At. Energy Rev., 16, 1978, p. 427.

[16] *Crozon, M.* Recherche, 10, 1079, p. 126.

[17] *Vakruschin, Iu. P.* IEEE Trans. Nucl. Sci., NS26 (Pt2), 1979, p. 1551.

[18] *Shiqin, Wu., Chengwei, Fang.* The development of low-energy accelerators in China. In Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 391—394.

[19] *Leboutet, H., Aucoutrier, J.* An electron accelerator for irradiation : Cassitron. In : Radit. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 403—408.

[20] *Keoron, Mc.* Electron accelerators — a new approach. In : Radiat Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 419—430.

[21] *Alberiinskii, B. I., Ivanov, A. S., Svinin, M. P., Fedotov, M. T.* Self-shielded accelerators for radiation technology. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 441—446.

[22] *Rulying Zhou, Binglin Wang, Wenxin Chem., Yongbae, Gu.* The applications of a linear electron accelerator in radiation processing. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 447—452.

[23] *Peskov, I. B., Meshchanov, G. I., Finkel, E. E., Dikerman, D. U., Ovechkina, G. I.* Results and prospect of using radiation processing in electroinsulating and cable engineering. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 379—385.

[24] *Carrasiti, F., Lacquamiti, L., Liuzzo, G. S.* Economic evaluation of radiation processing in urban solid wastes treatment. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 479—480.

[25] *Ishitani, H., Saito, E., Sasaki, Y.* The unique processing of rubber insulated wires by radiation. In Radiat Phys, Chem. vol. **22**, 1983, p. 565—574.

[26] *Wiesnes, L.* The radiation crosslinking of moulded plastic parts of different shape and size. In Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 587—591.

[27] *Sakamoto, I., Mizusawa, K.* Present state and progress of industrial electron processing systems in Japan. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 947—959.

[28] *Hall, P., Reuter, G.* Inertisation and cross-linking of coatings on 3-dimensional parts with low energy electrons. In : Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 811—821.

[29] *Grünewald, Th.* Electron irradiation of dry food products în Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983, p. 733—741.

[30] *Bly, J. H.* Electron beam processing of Power cable insulation. In Radiat. Phys. Chem. vol. **18**, 1981, p. 1931—1940.

[31] *T. A. du Plessis.* The role of radiation technology in chemical processing-Rep. Oil and Colour Chemists Assoc. Pelindaba, 1975, AEB, Pretoria, RSA.

[32] *Sangster, D. F.* Atomic Energy Aust., 17, 1974 p. 15.

[33] *Morganstern, K. H.* Chem. Technol. 4, 1974, p. 612.

[34] * * * — Proc. Symp. Ionizing. Radiation for Sterilisation of Medical Products, IAEA—SM—192/8, 1974, p. 269.

[35] *Mysiewicz, T. G.* Plastics Techn., 83, 1977, p. 51.

[36] *Brown, M. G.* — Proc. Symp. IAEA, Budapesta, 1967, p. 381.

[37] * * * — Prospectul firmei : Applied Radiation Corporation.

[38] *Stroekman, C. H., Bauman, R. G.* Chem. Eng. News. 35, 1957, p. 16.

[39] *Michaels, M.* Large Radiation Sources in Industry, Viena, IAEA, 1960, p. 369.

[40] *Swallow, A. J.* Brit. Chem. Eng. 8, 1963, p. 27.

[41] * * * Radioisotopes in Science and Industry USAEC, January, 1860.

[42] *Ilon, S. E., Mihaelis, M.* Vestnik tehn. i economicesk. informații, NIITEI, Nr. 8—9, 1960 p. 71.

[43] *Raufil, J. W.* Economics electron beam irradiation Second Industr. Nuclear Techn. Conf. Chicago, Illinois, 1957.

CZ 007.52.615.41

Programarea roboților industriali prin instruire cu variabile externe

SILVIU PUȘCAȘU, MIRCEA IVĂNESCU* – CRAIOVA

Introducere

Necesitatea determinării unor metode realiste de tratare a problemelor de conducere în condițiile existenței, fie a unei informații apriorice incomplete asupra proceselor, fie a unei structuri cu un grad de complexitate deosebit, se face simțită cu acuitate în multe domenii ale sistemelor automate moderne. Pentru aceste situații, determinarea legii de conducere este, dacă nu imposibilă, în orice caz extrem de dificilă. Procesul prin care legea de conducere este determinată, utilizînd informația obținută în timpul funcționării sistemului, a cărui performanță se îmbunătățește în consecință, este numit în mod curent „instruire".

1. Implementarea unui proces de instruire

În general, realizarea unui proces de instruire cuprinde două faze de lucru : implementarea unui program în scopul instruirii și execuția programului de instruire.

În prima fază se impune organizarea informației de care se dispune, structura datelor, definirea vectorilor mărimilor din proces și introducerea acestora în memoria automatului, codificarea tuturor variabilelor etc. Această fază reprezintă etapa cea mai importantă într-un proces de instruire, iar maniera în care este abordată determină complexitatea sistemului în ansamblu și performanțele obținute de acesta.

Faza de execuție constă în instruirea de către un operator a sistemului astfel încît să se execute evoluția dorită.

Astfel, operatorul comandă, prin butoane, traiectoria dorită a organului mobil și, în același timp, informațiile de poziție și de ieșire sînt introduse în memoria automatului.

Realizarea programului de instruire necesită implementarea a două elemente de bază : matricea de instruire și funcția de senzitivitate.

Matricea de instruire U sintetizează procesul de instruire, marcînd fiecare comandă de instruire pentru o anumită valoare a vectorului de poziționare și de stare.

Dimensional, matricea de instruire U este o rețea avînd numărul de coloane egal cu cel al variabilelor de instruire, iar, cel al liniilor egal cu numărul de stări ale procesului instruit.

* Prof. dr. ing. *Silviu Pușcașu*, dr. ing. *Mircea Ivănescu* Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova.

Intrucît într-un proces de instruire numărul de stări nu este cunoscut, matricea trebuie să acopere o valoare care estimează dimensiunea procesului (numărul de stări (fig. 1).

O linie a matricei desemnează o secvență din evoluția sistemului. Identificarea unei secvențe se poate realiza în două moduri : comutînd un registru de deplasare (simulat prin funcția de senzitivitate F_s sau prin vectorul de frontieră asociat RF), sau codificînd fiecare secvență T_i prin vectorul de poziție și variabile de stare de instruire IY.

În matrice, o locație desemnată printr-o linie T_i și coloană I^k conține bit 1 dacă, prin instruire, se comandă variabila I^k în secvența T_i. Dacă se comandă simultan mai multe variabile de instruire, o linie poate conține mai multe locații.

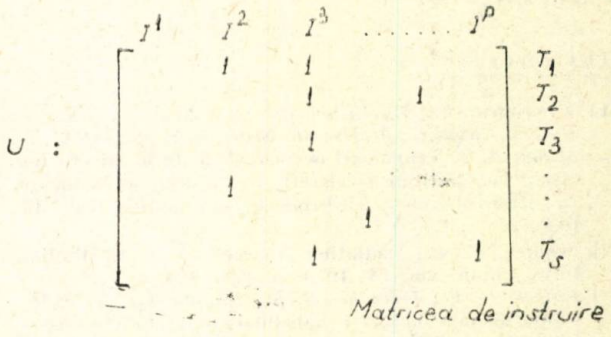


Fig. 1. Matricea de instruire.

Trecerea de la o linie a matricei la alta se realizează prin marcarea frontierelor fiecărei secvențe. O soluție, amintită mai sus, constă în utilizarea funcției de senzitivitate care va indica orice variație a vectorului de poziție. Fie R^t, $R^{t+\Delta t}$ două valori consecutive ale acestui vector și fie W vectorul definit prin :

$$W = R^t \oplus R^{t+\Delta t}, \tag{1}$$

unde Δt este un interval de timp prestabilit, eventual timpul de explorare a programului. Funcția de senzitivitate FS va fi :

$$FS = U(W), \tag{2}$$

în care operația U trebuie interpretată ca reuniunea componentelor vectorului W. Evident, dacă o variabilă de poziție își schimbă starea logică, funcția de senzitivitate devine 1. S-a considerat că în evoluția unui proces real nu

pot avea loc schimbări simultane de două sau mai multe variabile de poziţie. Analiza vectorului W permite, de asemenea, identificarea variabilei care comută prin componenta cu valoare 1 a acestuia.

Funcţia de senzitivitate poate fi obţinută şi prin simpla listare a combinaţiilor variabilelor care definesc vectorul de frontieră:

$$FS = COD(RF). \qquad (3)$$

Identificarea unei linii T_i, a unei secvenţe, poate fi realizată şi prin vectorul de poziţie şi variabilele secundare, introduse prin procesul de instruire:

$$T_i : (R, Y),$$

unde variabilele secundare Y sînt generate prin diverse proceduri, cum ar fi generarea prin registre de deplasare.

Indiferent de metoda utilizată pentru codificarea secvenţei T_i, identificarea acesteia împreună cu vectorul de instruire I aplicat, determină noua stare a sistemului instruit IY, care după încheierea procesului de instruire, este recunoscută automat şi în care se generează semnalul de ieşire IZ ce va realiza comanda impusă prin instruire.

După implementarea matricei de instruire U şi a funcţiei de senzitivitate FS, programul trebuie să conţină, în final, modalitatea de interpretare a datelor înscrise prin instruire.

pretate de sistem ca variabile de instruire şi memorate corespunzător. În acelaşi timp, se

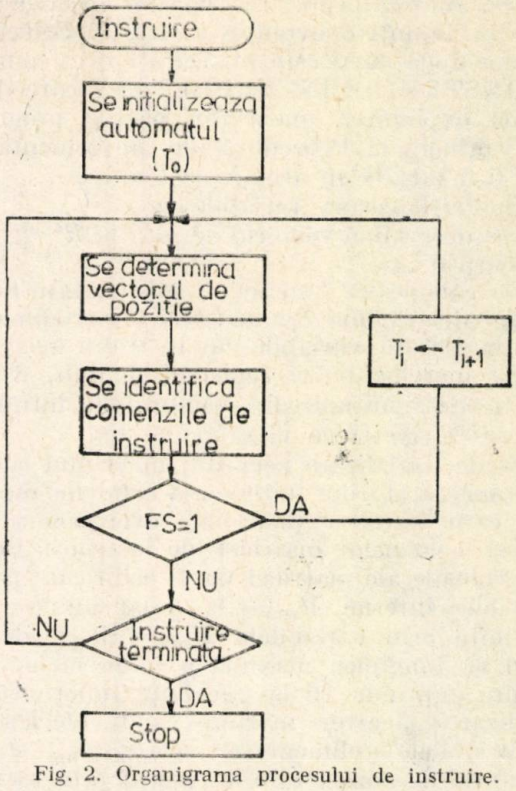


Fig. 2. Organigrama procesului de instruire.

Tabelul 1

Variabilele de poziţie, instruire şi ieşire

Variabile pt. iniţializ. poziţie	Cod	Variabile de poziţie	Cod	Variabile de instruire	Cod	Variabile de ieşire	Cod
IO_0	I_{101}	0_0	I_{001}	Comanda dreapta	I_{00A}	Mers dreapta	E_{00A}
IO_1	I_{102}	0_1	I_{002}	Comanda stînga	I_{00B}	Mers stînga	E_{00B}
.		.					
.		.					
.		.					
IO_4	I_{105}	0_4	I_{005}	Comanda ridicare	I_{00C}	Ridicare	E_{00C}
.		V_0	I_{006}				
.		.					
.		.					
IV_3	I_{109}	V_3	I_{009}	Comanda coborîre	I_{00D}	Coborîre	E_{00D}

În acest scop, fiecare linie a matricei U este explorată bit cu bit la o secvenţă de lucru curentă. Identificarea unui bit 1 într-o locaţie va determina generarea unei comenzi de ieşire corespunzătoare coloanei localizate. În momentul în care secvenţa s-a încheiat ($FS = 1$), se trece la explorarea liniei următoare ş.a.m.d.

A doua fază într-un proces de instruire constă în execuţia operaţiei de instruire de către un operator astfel încît să se implementeze o structură specifică matricei U, corespunzătoare unei evoluţii dorite.

Elementele de bază în această fază rînt reprezentate în organigrama din figura 2. Operatorul determină prin comenzi o anumită traiectorie organului mobil, comenzi care sînt înregistrează automat poziţia prin variabilele furnizate de proces.

După executarea celor două faze, se poate considera că procesul de instruire este încheiat, evoluţia în continuare a sistemului fiind impusă de mărimile de comandă generate de automat.

2. Instruirea unui robot manipulator

Pentru exemplificarea procedurii de instruire, se va considera un robot manipulator cu două grade de libertate (tab. 1, fig. 3).

Procesul de instruire va fi realizat pe baza unui automat programabil [3].

Programul cuprinde două părți principale: prima implementează procesul de instruire, iar doua permite interpretarea datelor înscrise în prima parte într-o evoluție instruită. Selectarea celor două părți este realizată cu un comutator INSTRUIRE/INTERPRETARE care determină explorarea uneia din părțile programului principal. Procedura de implementare poate fi defalcată în următoarele etape:

1. Se inițializează variabilele;
2. Se determină vectorul de poziție $R^{t+\Delta t}$, se calculează W;
3. Se calculează funcție de senzitivitate FS;
4. Se baleiază linia T_i a matricei U introducînd bit 1 la fiecare variabilă de instruire activă;
5. Se incrementează registrul de linii, dacă $FS = 1$. Se reinițializează vectorul de intrare, $R^t \leftarrow R^{t+\Delta t}$. Se trece la etapa a 2-a.

Faza de inițializare necesită, în primul rînd, determinarea stărilor inițiale ale celulelor registrelor care permit explorarea secvențială a liniilor și coloanelor matricei de instruire. Cele patru coloane ale matricei vor fi codificate prin variabilele interne $M_{00A}-M_{00D}$, iar liniile vor fi definite prin variabilele $M_{011} - M_{024}$ considerînd că lungimea maximă a unui ciclu de instruire cuprinde 20 de secvențe funcționale. Inițializarea acestor mărimi va fi efectuată prin variabilele suplimentare $I_{10A}-I_{10D}, I_{110}-I_{124}$.

Vectorul de poziție este inițializat prin variabilele de poziție indicate în tabelul 1 și reactualizat la fiecare explorare a programului. Valorile la momentul t vor fi înregistrate în variabilele interne $M_{101} - M_{109}$, iar cele la momentul $t + \Delta t$ în variabilele $M_{111} - M_{119}$.

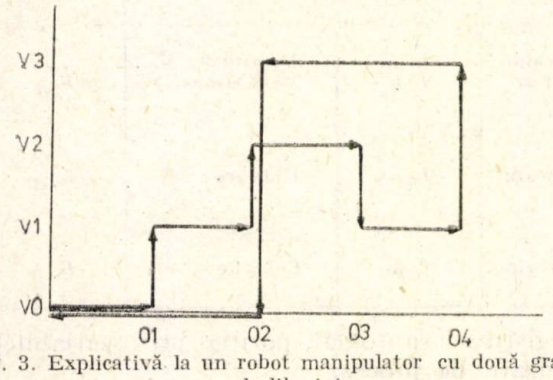


Fig. 3. Explicativă la un robot manipulator cu două grade de libertate.

```
001 D I020   comutatorul INSTRUIRE/
             INTERPRETARE
002 M M260
003 D I10A
004 M M10A
  .          inițializarea registrelor de co-
             loană și linie
  . D I110
  . M M110
  . . .      inițializarea vectorului de poziție
  . D I101
  . M M101
  . M M102
```

După încheierea etapei de inițializare se determină vectorul de poziție curent și se calculează funcția de senzitivitate.

```
  . D I001
  . M M111   înregistrarea vectorului de poziție R la momentul t + Δt
  . D I009
  . M M119   se calculează vectorul W
  . SE M111
  . D M102
  . SE M112
  . M M122
  . .
  . D M121
  . S M122   se calculează FS
  . S M123
  . .
  . S M129
  . M M130.
```

Instrucțiunile de mai sus au permis calculul vectorului de senzitivitate W ale cărei componente au fost memorate în $M121-M129$ și care au permis determinarea funcției de senzitivitate FS, valoarea acesteia fiind stocată în variabila internă $M130$.

Instrucțiunile listate sînt utilizate atît în programul de instruire, cît și în cel de interpretare. Fazele următoare vor fi specifice instruirii.

```
  . DC M260  se selectează instruire sau în-
             trerupere
  . I  XXX.
```

Matricea de instruire a procesului cuprinde 80 de elemente în variabilele interne $M201-M254$ (figura 4). Explorarea liniilor și coloanelor este realizată prin registrele de stări $M011-M024$ și $M00A-M00D$. Comutarea

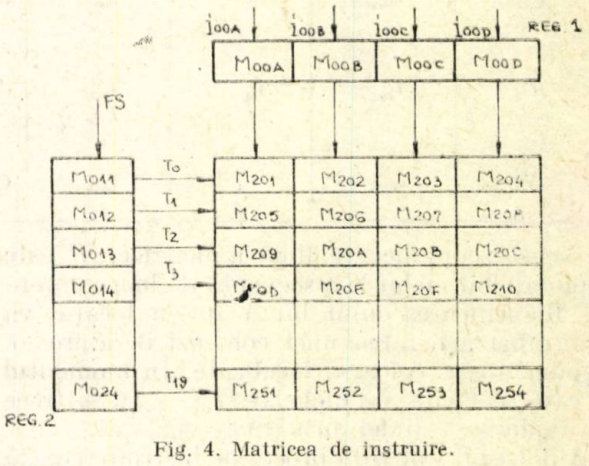


Fig. 4. Matricea de instruire.

registrului REG 1 este realizată prin tactul de baleiere al programului, iar a registrului REG 2 prin funcția de senzitivitate FS.

```
  . D   I00A
  . M   M00A  înscrierea comenzilor de in-
              struire în REG 1.
  . D   I00D
```

```
. M     M00D
. D     M023
. A     M130
. M     M024
. RTC   M023   se incrementează registrul de
. .            linii REG 2.
. D     M011
. A     M130
. M     M012
. RTC   M011
. .
.
. D     M011
. A     M00A   se introduc valorile de ins-
. STC   M201   truire în matricea U.
. D     M011
. A     M00B
. STC   M202
. .
```

După înscrierea datelor referitoare la instruirea unei secvenţe de lucru este necesară reactualizarea vectorului de poziţie pentru testarea evoluţiei viitoare.

```
. D   M111
. M   M101
. .        R^t ← R^(t+Δt).
. D   M119
. M   M109
```

După executarea acestor instrucţiuni, fazele de instruire se pot considera încheiate. Trecerea la interpretarea programului de instruire este obţinută prin comutatoarele FINAL INSTRUIRE şi INSTRUIRE/INTRERUPERE, ambele manevrate de operator. Trebuie subliniat că aceste comutări iniţializează automat registrul de linii REG 2.

Elementele de bază în fazele de interpretare se referă la generarea comenzilor funcţiilor de ieşire pe baza datelor înscrise în matricea de instruire. Etapele principale ale acestui proces pot fi sumarizate astfel :

1. Se calculează vectorul W şi funcţia de senzitivitatea FS;

2. Se explorează linia T_i. Pentru fiecare bit 1 localizat, se comandă funcţia de ieşire asociată coloanei;

3. Se incrementează registrul de linie dacă $FS = 1$, deci se trece la execuţia unui nou ciclu începînd cu etapa 1. În caz contrar se păstrează starea generală.

Implementarea etapelor 1 şi 3 se realizează în aceeaşi manieră ca şi în faza de instruire. Pentru obţinerea funcţiunilor de ieşire se baleiază fiecare linie a matricei de instruire :

```
. D     M011
. A     M201
. STC   E00A   generarea comenzilor de ieşire
. D     M011
. A     M202
. STC   E00B
. .     .
```

Se observă că, pentru fiecare stare a registrului, se vor genera funcţiile de ieşire instruite. După explorarea tuturor liniilor implementate automatul nu va mai emite nici un semnal de comandă şi manipulatorul se va opri. Deci, oprirea se va realiza după parcurgerea liniilor matricei de instruire în care s-au implementat, în faza anterioară, variabile de instruire.

Structura programului de instruire descris în figura 5, este evident, mai amplă decît a unui program de conducere obişnuit, această complexitate fiind dată atît de configuraţia sa specială, cît şi de numărul mare de variabile

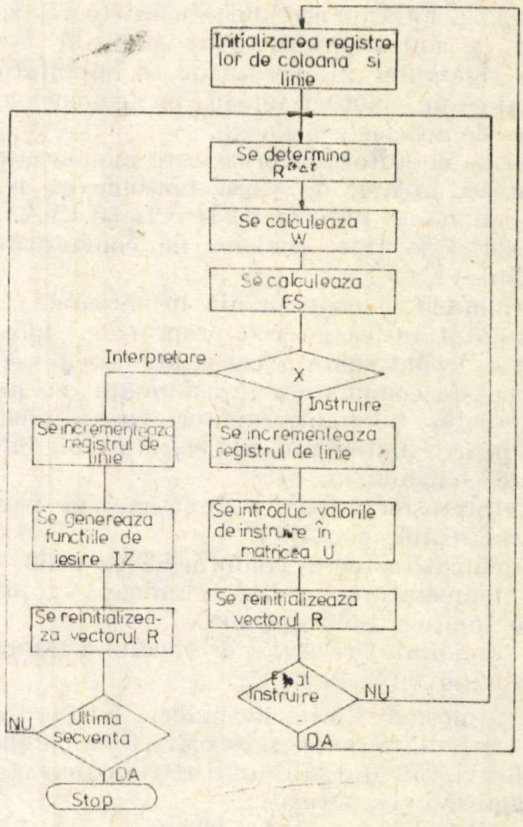


Fig. 5. Structura programului de instruire.

interne necesar. Cu toate aceste dificultăţi, programarea prin instruire devine o metodă curentă care simplifică considerabil conducerea unor procese secvenţiale datorită facilităţilor numeroase pe care le oferă : o elasticitate deosebită a conducerii, posibilitatea modificării rapide a unei traiectorii date, simplificarea activităţii operatorului etc.

Bibliografie

[1] *Wiston, P.* Artificial Intelligence, Adison — Wesley Pub Co, 1979.

[2] *Drăgănescu, M.* A doua revoluţie industrială. Microelectronica, Automatica, factori dominanţi, Ed. Tehnică, 1980.

[3] *Ivănescu, M., Cauţil, I.* Automate industriale. Ed. Scrisul Românesc, 1984.

CZ 621.314.223 : 621.3.027

AUTOTRANSFORMATOARE
MONOFAZATE ŞI TRIFAZATE
JOASĂ TENSIUNE
REGLAJ SUB SARCINĂ

Serii de autotransformatoare monofazate şi trifazate uscate de joasă tensiune cu reglaj prin sarcină

ADRIAN MEREANU, CONSTANTIN MARIN, ILEANA MODREANU, VALERIUS STANCIU* — BUCUREŞTI

La instalaţiile de acţionare, automatizare, alimentare şi comandă, sau în laboratoarele de încercări electrice, autotransformatoarele furnizează tensiuni variabile de la zero la o valoare nominală. Faţă de comanda cu tiristoare, schemele cu autotransformatoare prezintă avantajul siguranţei în funcţionare, al fiabilităţii şi faptul că nu poluează reţeaua cu armonici superioare ce au efecte nedorite.

Seriile de autotransformatoare monofazate şi trifazate, uscate, de joasă tensiune cu reglaj sub sarcină au puterile de la 5 la 63 kVA. Ele se fabrică la Intreprinderea de contactoare — Buzău.

Produsele se compun din următoarele :

— autotransformator propriu-zis, motoreductor de antrenare a colectorului, redresor de alimentare compus din transformator cu punte redresoare, microîntrerupător cu pîrghie şi rolă pentru limitarea cursei colectorului, butoane de comandă.

Autotransformatoarele funcţionează normal în următoarele condiţii :

— climat temperat conform STAS 6553—83 ;

— temperatura mediului ambiant cuprinsă între limitele $+5°C \div +40°C$;

— umiditate relativă a mediului ambiant maximum 80% la 20°C ;

— atmosferă lipsită de pulberi conducătoare de electricitate şi vapori corozivi, inflamabili sau explozivi, sau alte substanţe active chimice(grad de agresivitate normal) ;

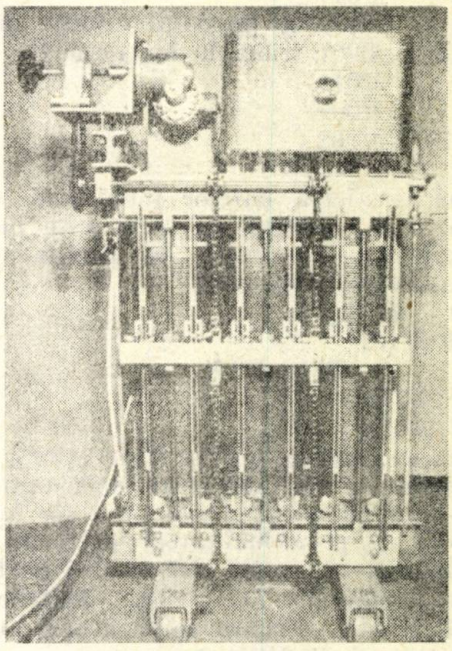
— altitudine maximă 1 000 m.

În cazul în care autotransformatoarele sînt utilizate la altitudini peste 1 000 m, limita de încălzire maximă a înfăşurării se reduce cu 5% pentru fiecare 500 m.

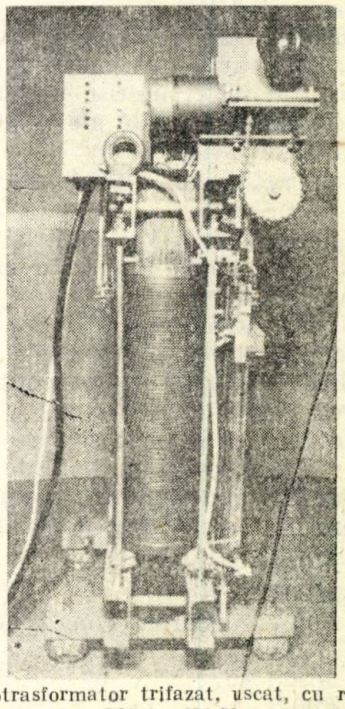
1. Condiţii tehnice

1.1. Condiţii constructive

Autotransformatoarele sînt uscate, cu răcire naturală în aer. Reglajul tensiunii sub sarcină se face continuu prin deplasarea, perpendicular pe spire, a unui colector de curent. În figura 1 se prezintă autotransformatorul trifazat, uscat, cu reglaj sub sarcină de 63 kVA, $3 \times 380/0 \div 420$ V, iar în figura 2 cotele de gabarit ale aceluiaşi autotransformator.



a)



b)

Fig. 1. Autotrasformator trifazat, uscat, cu reglaj sub sarcină de 63 kVA, $3 \times 380/0 \div 420$ V : a — vedere din partea sistemului de culisare al periilor ; b — vedere laterală din partea motorului de antrenare.

* Dr. ing. *Mereanu A.*, ing. *Marin C* şi ing. *Modreanu I.*, I.C.P.E. — Bucureşti ; dr. ing. *Stanciu V.* Ministerul Industriei Electrotehnice — Direcţia tehnică.

Periile sînt realizate din role de grafit sau din contacte alunecătoare metalice din aliaj Ag—W, în funcție de mărimea curentului preluat. Curentul preluat de perii este transmis la barele colectoare prin intermediul unor contacte alunecătoare metalice.

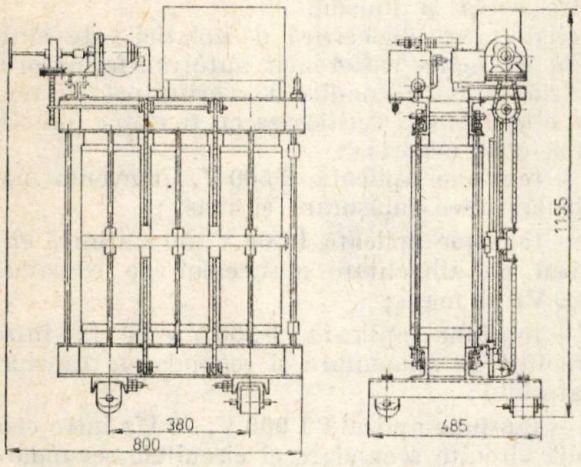
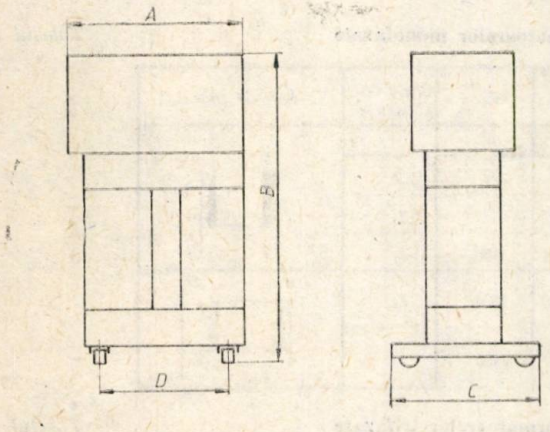


Fig. 2. Autotransformator trifazat, uscat, cu reglaj sub sarcină de 63 kVA, 380/0÷420 V, tip ATRA 63—380/0÷420 V — cote de gabarit.

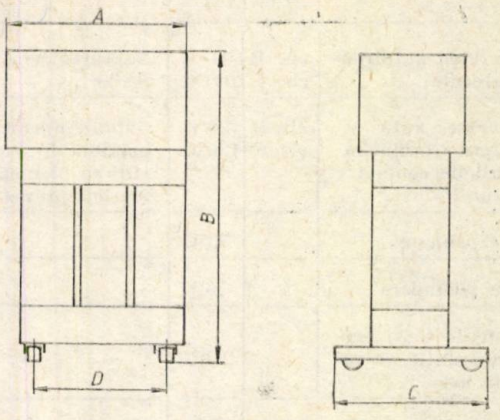


Puteri nominale	Tip	A	B	C	D	Masa
kVA	-	mm	mm	mm	mm	kg
5	AMRA5-220/0÷242	320	700	320	210	70
10	AMRA10-220/0÷242	350	790	345	230	94
20	AMRA20-220/0÷242	350	1000	345	230	114
40	AMRA40-220/0÷242	720	1120	485	33	244
63	AMRA63-380/0÷420	720	1260	485	330	309

Fig. 3. Autotransformatoare monofazate — cote de gabarit.

Antrenarea periilor se face manual sau cu servomotor cu comandă de la distanță. Poziția maximă și minimă de cursă a periilor de-a lungul bobinajului este limitată de două microîntrerupătoare care, în pozițiile maximă și minimă, întrerup funcționarea servomotorului.

Gradul de protecție corespunzător construcției este IP—00, conform STAS 5325-79. Toate șuruburile de strîngere sînt asigurate contra deșurubării prin contrapiuliță.



Putere nominală	Tip	A	B	C	D	Masa netă
kVA	-	mm	mm	mm	mm	kg
5	ATRA5-380/0 ÷ 420	430	840	330	220	113
10	ATRA10-380/0÷ 420	450	880	350	240	128
20	ATRA 20-380/0÷420	470	1010	360	260	161
40	ATRA 40-380/0÷420	800	1085	485	380	327
63	ATRA 63-380/0÷ 420	800	1155	485	380	363

Fig. 4. Autotransformatoare trifazate — cote de gabarit.

Punerea la pămînt a autotransformatoarelor se face prin intermediul tălpii de sprijin care este prevăzută cu un șurub de punere la pămînt simbolizat conform STAS 11200—1979, din CuZnPb2 (Am 58). Miezul magnetic este pus la masă. Bornele de intrare și ieșire sînt scoase la o placă de borne.

1.2. Condiții de funcționare electrică

Caracteristicile electrice nominale ale autotransformatoarelor sînt prezentate în tabelele 2 și 3. Frecvența nominală este de 50 Hz, iar căderea de tensiune de la gol la sarcină pentru tensiunea nominală secundară este de maximum 1%.

Toleranțele admisibile la parametrii electrici sînt :

— tensiunea secundară în gol : ±5%;
— curentul de mers în gol : +10%;
— pierderile la funcționare în gol : +15%;
— pierderile la funcționare în scurtcircuit : +10%.

Clasa de izolație a autotransformatorului este *B* sau *F*.

Supratemperaturile admisibile, în condiții nominale, pentru temperatura mediului ambiant 40°C, sînt indicate în tabelul 1.

Tabelul 1

Supratemperaturi admisibile ale autotransformatoarelor, $\theta_a = 40°C$

Denumire	Cls. de izolație	θ	Observații
Înfășurarea autotransformatorului	cls. B cls. F	80°C 100°C	Supratemperatura medie
Înfășurarea autotransformatorului la punctul de contact cu colectorul	cls. B cls. F	105°C 130°C	Supratemperatura maximă în punctul cu pierderi de scurtcircuit maxim
Borne primare		70°C	
Borne secundare		70°C	
Rezistențe CrNi pentru comutație cu răcire în aer		250°C	
Înfășurare reactanțe	cls. B cls. F	80°C 100°C	
Piese metalice care se găsesc în contact cu piese executate din materiale electroizolante	cls. B cls. F	80°C 100°C	Încălzire limitată de supratemperatura admisibilă a materialelor electroizolante

1.3. Condiții de robustețe electrică și mecanică

Rezistența de izolație între înfășurare și masă este de minimum 10 MΩ în stare rece și uscată și de 2 MΩ în stare caldă și umedă. La schema de comandă rezistența de izolație a circuitelor față de masă este de minimum 10 MΩ în stare rece și uscată și de minimum 2 MΩ în stare caldă și umedă.

Rigiditatea dielectrică a izolației este suficient de mare, astfel încît autotransformatorul rezistă în bune condiții la verificarea cu tensiune aplicată și verificarea cu tensiune indusă, după cum urmează:

— tensiune aplicată 2 500 V, frecvența nominală, între înfășurare și masă;

— tensiune aplicată 1 500 V, 50 Hz între circuitul de alimentare a schemei de comandă (220 V) și masă;

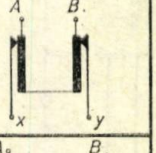
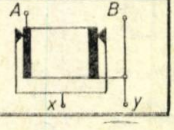
— tensiune aplicată 1 500 V, 50 Hz între circuitul de alimentare și secundarele transformatorului;

— tensiune aplicată 1 000 V, 50 Hz între cele două circuite secundare și circuitele secundare față de masă;

— tensiune aplicată 1 500 V, 50 Hz, între înfășurarea de excitație a motorului și masă și 1 250 V, 50 Hz între înfășurarea rotorică și masă;

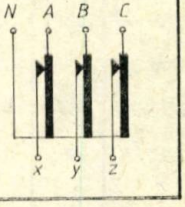
Caracteristicile tehnice ale autotransformatoarelor monofazate

Tabelul 2

Nr. crt.	Putere nominală	Tip	Raport de tensiune (1)	Curent nominal (2)	I_0	P_0 (3)	P_k (3)	Grupa de conexiuni	Schema de conexiuni
—	kVA	—	V/V	A	%	W	W	—	
1	5	AMRA 5 - 220/0 ÷ 242	220/0÷242	22,7	6	70	75	I_0	
2	10	AMRA 10 - 220/0 ÷ 242	220/0÷242	45,4	6	100	110	I_0	
3	20	AMRA 20 - 220/0 ÷ 242	220/0÷242	90,8	6	200	400	I_0	
4	40	AMRA 40 - 220/0 ÷ 242	220/0÷242	181,6	4	240	1100	I_0	
5	63	AMRA 63 - 380/0 ÷ 420	380/0÷420	165,8	4	360	2100	I_0	

Caracteristicile tehnice ale autotransformatoarelor trifazate

Tabelul 3

Nr. crt.	Putere nominală	Tip	Raport de tensiune (1)	Curent nominal (2)	I_0	P_0 (3)	P_k (3)	Grupa de conexiuni	Schema de conexiuni
—	kVA	—	V/V	A	%	W	W	—	
1	5	ATRA 5 - 380/0 ÷ 420	380/0÷420	7,6	6	70	90	Y_0	
2	10	ATRA 10 - 380/0 ÷ 420	380/0÷420	15,2	6	100	110	Y_0	
3	20	ATRA 20 - 380/0 ÷ 420	380/0÷420	30,4	6	200	350	Y_0	
4	40	ATRA 40 - 380/0 ÷ 420	380/0÷420	60,9	4	300	1000	Y_0	
5	63	ATRA 63 - 380/0 ÷ 420	380/0÷420	95,8	4	350	1500	Y_0	

Observații:

1. Raportul tensiunilor este în gol. Valoarea tensiunii nominale de ieșire este egală cu tensiunea nominală de intrare.
2. Curentul prin înfășurare nu depășește curentul nominal. Puterea autotransformatorului scade proporțional cu scăderea tensiunii de ieșire pentru cazul autotransformator coborîtor și, respectiv, crește proporțional cu creșterea tensiunii de ieșire pentru cazul autotransformator ridicător.
3. P_0 este garantat la tensiunea nominală de intrare, iar P_k pentru punctul corespunzător la 1/2 din tensiunea nominală de ieșire, la temperatura de referință a clasei de izolație B. Pentru autotransformatoarele în clasa de izolație F, valorile P_k din tabel se majorează corespunzător pentru temperatura de referință a clasei de izolație F.

— tensiune indusă $2\,U_n$, frecvența minimă dublă la bornele înfășurării.

Autotransformatorul este astfel construit încît rezistă la următoarele cicluri climatice :

— 4 ore la temperatura de −33°C ;
— 2 ore la temperatura de +25°C ;
— 4 ore la temperatura de +40°C ;
— 48 ore la umiditatea de 95±3% și temperatura de 25±5°C.

Autotransformatorul posedă o rigiditate mecanică astfel încît suportă următoarele solicitări mecanice conform STAS 8393/19—81 :

— scuturături cu frecvența de 40—80 scuturături/minut, accelerația 10 g numărul de scuturături 1 000.

Dispozitivul de acționare a colectorului este astfel construit încît asigură deplasarea ușoară și continuă a colectorului pe toată lungimea de reglaj și la o presiune de contact cuprinsă între 1,2....1,6 kgf, pe o rolă de grafit de 0,7 . . .1 kgf pe contactul alunecător metalic ce se deplasează pe bobinaj și de 1,8—2,2 kgf pe contactul alunecător metalic ce culisează pe bara colectoare.

Părțile din materialul electroizolant care servesc ca suport pentru părțile aflate sub tensiune rezistă la căldură și foc (STAS 3532-73).

Toate elementele constructive și organele de asamblare sînt protejate împotriva coroziunii prin acoperiri prin vopsire, conform STAS 8009-80 (grosimea peliculei minimum 50 μm, aderența 1—2) și electrochimice corespunzătoare grupei 2 (condiții normale de exploatare), conform STAS 7222-74.

Indicatorii de fiabilitate preliminați, corespunzători unui nivel de încredere $P = 0{,}6$ sînt următorii :

— valoarea maximă a ratei de defectare $\lambda_{max} = 2{,}5 \cdot 10^{-5} h^{-1} (m = 40\,000$ ore) ;
— valoarea minimă preliminată a probabilității de bună funcționare pentru $t = 10\,000$ ore :

$$R_{min}(t) = 77{,}88\%.$$

2. Reguli pentru verificarea calității

Pentru verificarea condițiilor tehnice impuse, produsul se supune unui program de probe, de tip, de lot și de fiabilitate.

Încercările de tip se fac la prototip, la omologare preliminară, la omologare finală de serie zero, precum și în cursul fabricației, ori de cîte ori apar schimbări importante de materiale utilizate, procedee tehnologice, sau se aduc modificări constructive ce ar putea influența calitatea sau condițiile de funcționare. De asemenea, se repetă probele de tip în cazul schimbării fabricantului.

Încercările de tip sînt cele indicate în tabelul 3 și se fac pe o bucată. Încercările de tip se repetă la 3 ani. Încercările de lot sînt cele indicate la pct. : 1, 2, 3, 4, 6 și se efectuează asupra fiecărui produs în parte. Încercările la care se supun produsele sînt indicate în tabelul 4.

Tabelul 4

Încercările autotransformatoarelor

Nr. crt.	Denumirea încercării	Metoda de încercare
1	Verificarea de ansamblu a gradului de protecție și a schemei de conexiuni	pct. 3.1.
2	Verificarea la funcționarea în gol	pct. 3.2.
3	Verificarea la funcționarea în scurtcircuit	pct. 3.3.
4	Măsurarea tensiunii secundare nominale și a reglajului de tensiune	pct. 3.4.
5	Verificarea încălzirii	pct 3.5.
6	Verificarea izolației în stare uscată	pct. 3.6.
7	Verificarea la ciclu climatic	pct. 3.7.
8	Verficarea izolației în stare umedă	pct. 3.6.
9	Verificarea la transport cu produsul ambalat	pct. 3.8.
10	Verificarea dispozitivului de acționare (la anduranță)	pct. 3.9.
11	Verificarea materialelor izolante la căldură, căldură excesivă și foc	pct. 3.10.
12	Verificarea acoperirilor de protecție	pct. 3.11.

3. Metode de încercare

3.1. Verificarea de ansamblu și a aspectului se face vizual și cu instrumente uzuale de măsură. Se verifică funcționarea sistemului de reglaj prin efectuarea a 10 cicluri de variație a tensiunii de la zero la valoarea de tensiune maximă.

3.2. Verificarea la funcționarea în gol

Se măsoară curentul și pierderile de mers în gol la tensiune nominală și frecvență nominală. Totodată se verifică reglajul tensiunii pe toată gama de reglaj.

3.3. Verificarea la funcționarea în scurtcircuit

Se măsoară pierderile de scurtcircuit totale (în înfășurări, colector și conductori de legătură) și tensiunea de scurtcircuit, la curent nominal și frecvență nominală pentru punctul corespunzător la 1/2 din tensiunea nominală secundară. Scurtcircuitul se face pe partea de ieșire unde se măsoară și curentul nominal.

Valorile măsurate la temperatura ambiantă se raportează la temperatura de referință cores-

punzătoare clasei de izolație, conform STAS 1703/7-80 pct. 7.2.5.

3.4. Măsurarea tensiunii secundare nominale se face în sarcină la tensiune primară nominală, curent nominal de sarcină și cos $\varphi = 1$.

3.5. Verificarea încălzirii

Proba se face în sarcină la tensiune nominală și curent nominal de sarcină, pe poziția de reglaj la care pierderile sînt maxime. Regimul termic se consideră stabilizat cînd supratemperatura înfășurării crește cu maximum 1°C/oră.

Supratemperatura medie a înfășurării se măsoară prin metoda variației de rezistență. Supratemperatura maximă la punctul de contact cu colectorul se măsoară cu termoelement sau sondă termică.

În cazul în care verificarea încălzirii nu se va putea efectua prin încercarea în sarcină se va aplica una din metodele următoare :

a. Proba cu sarcină simulată conform CEI 726/1982 :

Proba începe cu funcționarea autotransformatorului în gol la tensiunea de alimentare nominală și continuă pînă la stabilitatea termică, cînd se măsoară creșterea de temperatură a înfășurărilor $\Delta\theta_c$.

Imediat după funcționarea în gol se pornește funcționarea în scurtcircuit; printr-o înfășurare trece curentul nominal, iar cealaltă înfășurare este în scurtcircuit; se continuă încercarea pînă la stabilitate termică, cînd se măsoară creșterea de temperatură a înfășurărilor $\Delta\theta_c$.

Creșterea globală de temperatură $\Delta\theta'_c$ a fiecărei înfășurări la trecerea curentului nominal prin înfășurare și la excitație nominală a miezului se calculează cu formula următoare :

$$\Delta\theta'_c = \Delta\theta_c \left[1 + \left(\frac{\Delta\theta_e}{\Delta\theta_c}\right)^{1,25}\right]^{0,8}.$$

b. Metoda scurtcircuitului : autotransformatorul fiind în scurtcircuit se aplică în primar o tensiune astfel încît curentul absorbit să corespundă sumei pierderilor de scurtcircuit și gol. După o funcționare de 4 ore în acest regim se micșorează tensiunea de alimentare, pînă la obținerea curenților nominali în înfășurări. Se continuă proba pînă la stabilizare termică. Pentru scurtarea probei se poate preîncălzi miezul, lăsînd autotransformatorul să funcționeze în gol, alimentat cu o tensiune de 1,15 U_n pînă la 1,2 U_n, pînă cînd miezul ajunge la o temperatură de circa 60°C, după care se continuă proba în regim de scurtcircuit, la I_n pînă la stabilizare sau la minimum 0,9 I_n cu recalcularea la I_n conform STAS 1703/2-1980, pct. 4.6.

3.6. Verificarea izolației

Verificarea izolației în stare uscată se face pe autotransformator împreună cu schema de comandă la temperatură și umiditate normală. Se măsoară rezistența de izolație cu megohmmetrul de 1 000 Vc.c, pentru circuitele cu $U \geqslant 380$ V și 500 Vc.c., pentru celelaltecircuite între înfășurare și masă și între circuitele schemei de comandă și masă, și se verifică rigiditatea dielectrică conform STAS 1703/3-80, pct. 10 și 11.1

Verificarea izolației în stare umedă este probă de tip și se face imediat după scoaterea din camera climatică după proba de căldură umedă.

3.7. Verificarea rezistenței la umiditate, se face în următoarele condiții :

Autotransformatorul, adus în prealabil la temperatura de 20÷25°C, se supune ciclului climatic.

La sfîrșitul încercării autotransformatorul nu trebuie să prezinte nici un fel de deteriorări fizice sau chimice (exfolieri, oxidări etc.). Imediat după scoaterea din camera climatică se verifică izolația autotransformatorului conform pct. 3.7.1. ; 3.7.2. ; 3.7.3. și acoperirile de protecție.

3.7.1. Verificarea rezistenței de izolație se face cu megohmmetrul de 1 000 Vc.c., pentru circuitele cu $U \geqslant 380$ V și 500 Vc.c., pentru celelalte circuite, după 1 minut de la aplicarea tensiunii.

3.7.2. Verificarea rigidității dielectrice a izolației cu tensiune aplicată. Metoda de încercare este conform STAS 1703/3-80 pct. 10.

3.7.3. Verificarea rigidității dielectrice a izolației cu tensiune indusă. Metoda de încercare este conform STAS 1703/3-80 pct. 11.1.

3.8. Verificarea la transport cu produsul ambalat

Autotransformatorul ambalat se așează pe masa de scuturături și se execută proba în cazul în care datorită gabaritului mare proba descrisă mai sus nu se poate executa, atunci produsul ambalat se transportă într-un camion pe drum accidentat, pe distanța de 50 km, cu viteza de 40 km/oră. Produsul se consideră că a suportat încercarea dacă la terminarea ei, nu se constată deteriorări mecanice sau electrice.

3.9. Verificarea dispozitivului de acționare (probă de anduranță).

Se va măsura, cu dinamometrul, presiunea de contact a periilor colectoare, pe toată lungimea de reglaj. Măsurarea se face la stabilizarea termică.

Autotransformatorul fiind alimentat și încărcat la sarcină nominală cos $\varphi = 1$, curent nominal I_{2N} la tensiunea nominală indicată în tabelele 2 și 3, dispozitivul de acționare va fi supus unui număr de 5 000 curse dus-întors pe toată lungimea de reglaj.

Se măsoară :

— rezistența totală a circuitului spiră-rolă-perie de grafit-contact alunecător metalic-bară colectoare, care trebuie să fie mai mică de 150 mΩ. În cazul în care colectorul utilizează

Tabelul 5

Fișa sintetică a criteriilor de calitate, pentru autotransformatorul trifazat de 63 kVA tip ATRA 63-380/0÷420 V

Nr. crt.	Criterii de calitate	U/M	Nivel de calitate prototip ICPE	Nivel de calitate impus de N.T.R.	Nivel de calitate de referință la nivel mondial
1	FUNCȚIONALE				
	— Putere nominală	kVA	63	63	66
	— Tensiune primară	V	380	380	380
	— Plajă de variație tensiune secundară	V	0—420	0—420	0—380
	— Frecvența	Hz	50	50	50
	— Curent secundar	A	95,8	95,8	100
	— Grupă de conexiuni	—	Y_0	Y_0	Y_0
	— Tensiunea de scurtcircuit pe priza nominală	%	1,8	2	2
	— Curent de mers în gol	%	1	4	4
	— Pierderi de mers în gol	W	180	350	350
	— Pierderi de scurtcircuit la $U_2 = U_1/2$	W	1 310	1 500 + 10 %	1 500
	— Nivel de izolație				
	— tensiune aplicată 50 Hz	kV	2,5	2,5	2,5
	— tensiune aplicată la frecvență mărită	kV	$2U_N$	$2U_N$	$2U_N$
	— Clasa de izolație		B	B	E
	— Încălzirea bobinajelor	°C	80	80	75
2	CONSTRUCTIVE ȘI TEHNOLOGICE				
	— Tip de răcire	—	AN	AN	AN
	— Grad de protecție	—	IP—00	IP—00	IP—00
	— Materiale construcție			Tablă laminată la rece	
	— miez				
	— bobinaj		Cu	Cu	Cu
	— acoperiri de protecție		Protecție anticorozivă pentru condiții normale de funcționare		
	— Dimensiuni de gabarit	mm	485×800×1155	485×800×1155	500×980×1140
	— Masă	kg	363	363	365

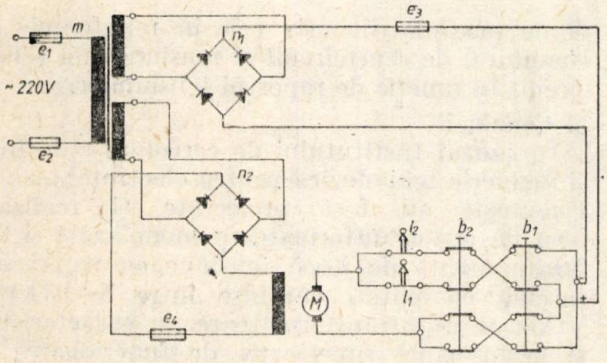


Fig. 5. Schema electrică de comandă la distanță a autotransformatoarelor : e_1, e_2, e_3, e_4 — siguranțe fuzibile ; n_1, n_2 — punți redresoare ; l_1, l_2 — microîntreruptoare ; M — motor-reductor ; m — transformator ; b_1, b_2 — butoane de comandă.

două role de grafit, rezistența circuitului se reduce la jumătate, respectiv pentru trei role, la o treime ;

— rezistența totală a circuitului spiră-perie alunecătoare metalică-contact-alunecător metalic-bară colectoare, care trebuie să fie mai mică de 40 mΩ ;

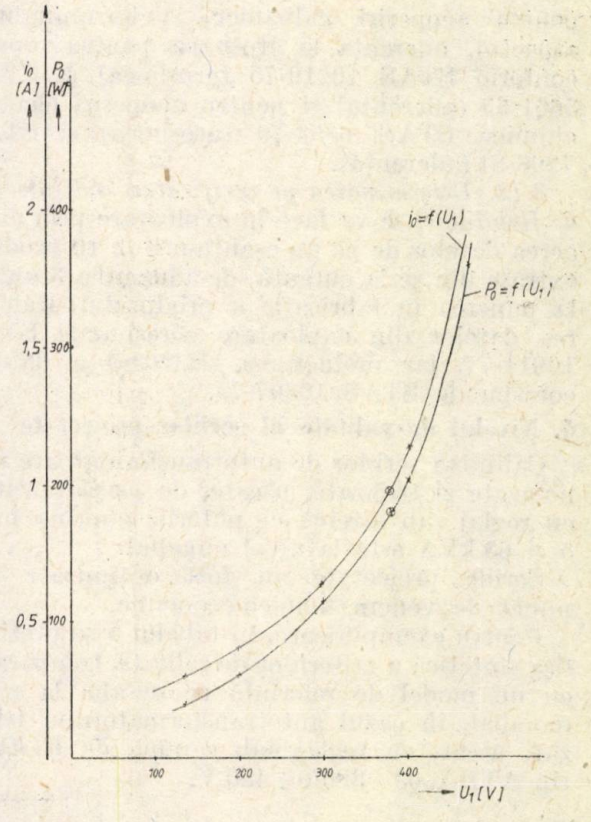


Fig. 6. Curbele curentului și pierderilor de mers în gol ale autotransformatorului de 63 kVA, tip ATRA 63—380/0÷420 V.

— presiunea de contact pentru perii și contacte alunecătoare să corespundă cu tabelul 2 și 3 în toleranțele admise.

3.10. Verificarea materialelor la căldură și foc, se face conform STAS 3532-73.

3.11. Verificarea acoperirilor de protecție, realizate prin vopsire și depuneri electrochimice se face conform STAS 8009-80 pentru vopsire și conform STAS 7222-74 și STAS 6705-71, pentru acoperiri galvanice, determinîndu-se aspectul, aderența și grosimea pentru vopsire conform STAS 10219-75 (grosimea) și STAS 3661-65 (aderența) și pentru acoperiri electrochimice STAS 6854-79 (grosimea) și STAS 7293-81 (aderența).

3.12. Determinarea și verificarea indicatorilor de fiabilitate, se va face în exploatare prin culegerea datelor de pe un eșantion $n = 10$ produse extrase din seria curentă, de-a lungul a 3 ani de la punerea în fabricație a produsului. Culegerea datelor din exploatare corespunde STAS 10911-77, iar prelucrarea statistică a datelor corespunde STAS 10307-75.

4. Nivelul de calitate al seriilor proiectate

Calitatea seriilor de autotransformatoare monofazate și trifazate, uscate, de joasă tensiune cu reglaj sub sarcină cu puterile cuprinse între 5 și 63 kVA este la nivel mondial.

Seriile proiectate au fost optimizate din punct de vedere tehnico-economic.

Pentru exemplificare, în tabelul 5 se prezintă fișa sintetică a criteriilor de calitate, comparativ cu un model de referință ce se află la nivel mondial, în cazul autotransformatorului trifazat, uscat, cu reglaj sub sarcină de 63 kVA, tip ATRA 63—380/0÷420 V.

Din acest tabel se constată că pentru o gamă de reglare a tensiunii de la 0÷420 V față de 0÷380 V, prototipul autotransformatorului realizat cîntărește mai puțin cu 2 kg decît produsele similare străine.

De asemenea, valorile curentului și pierderilor de mers în gol, respectiv de 1% și 180 W, se află cu mult sub nivelul produsului de referință (fig. 6). În figura 7 sînt prezentate pierderile maxime (inclusiv cele în rezistențele de comutare) de scurtcircuit și tensiunea de scurtcircuit în funcție de raportul tensiunilor.

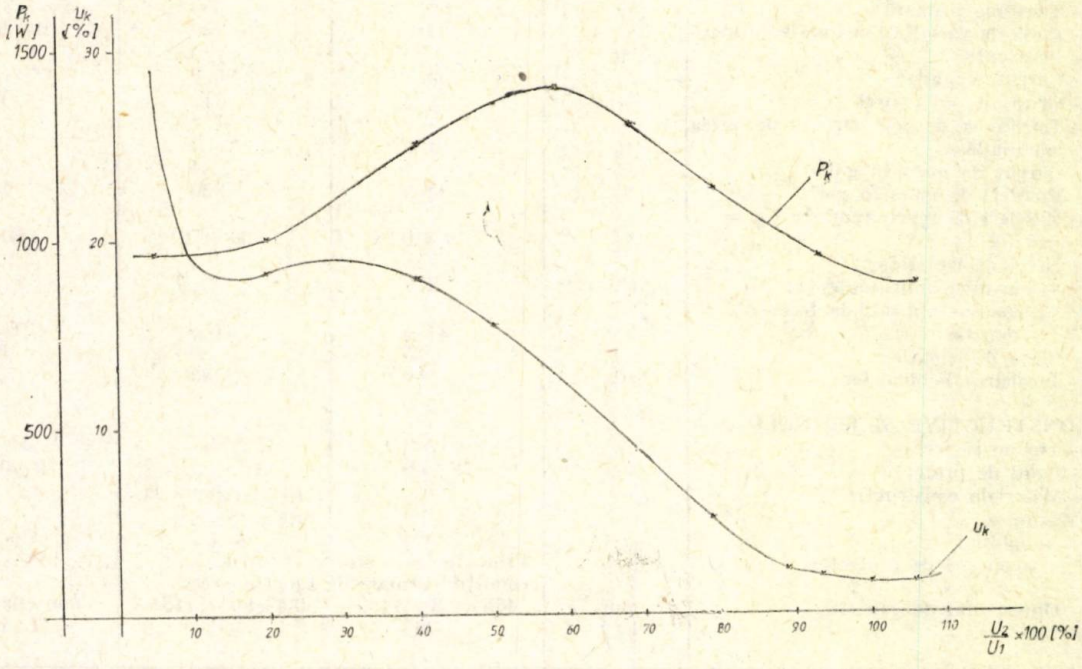


Fig. 7. Curbele pierderilor maxime și a tensiunii de scurtcircuit ale autotransformatorului tip ATRA 63—380/0÷420 V.

5. Concluzii

În cadrul Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru electrotehnică — București au fost proiectate și realizate serii de autotransformatoare monofazate și trifazate uscate de joasă tensiune cu reglaj sub sarcină cu puteri cuprinse între 5÷63 kVA.

Aceste autotransformatoare au caracteristici și performanțe superioare de funcționare, situîndu-se, din punct de vedere calitativ, la nivel mondial.

Prototipurile autotransformatoarelor au fost supuse la încercări și au corespuns la toate condițiile pentru verificarea calității, conform normei tehnice de ramură.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. III Ed. tehnică, București, 1960.

[2] *Rădulef, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. Litografia învățămîntului, București, 1954.

[3] *Preda, M.* Bazele electrotehnicii. Ed. didactică și pedagogică, București, 1969.

[4] *Jeziersky, E.* ș.a. Transformatoare electrice. Construcție și proiectare. Ed. tehnică, București, 1966.

[5] *Gheorghiu, I. S., Fransua A.* Tratat de mașini electrice, vol. II, III, Ed. Academiei R.S.R., București, 1970.

CZ 621.3.013.4 : 621.313.33 :.621.23.072

MAŞINĂ ASINCRONĂ
REGLARE FRECVENŢĂ VARIABILĂ
FLUX MAGNETIC CONSTANT

Caracteristicile motorului asincron funcţionînd în flux constant

RĂZVAN MĂGUREANU, CRISTIAN SOLACOLU, RADU SOLACOLU * – BUCUREŞTI

Introducere

Dezvoltarea electronicii de putere, a noilor tipuri de semiconductoare comandate, respectiv a tiristoarelor cu stingere pe poartă şi a tranzistoarelor de putere, a creat posibilitatea utilizării din ce în ce mai mult a motoarelor asincrone în acţionări electrice de turaţie variabilă.

Dintre metodele de reglare a vitezei motorului asincron, singura care oferă o gamă largă de turaţie şi un randament ridicat este metoda reglării frecvenţei de alimentare, utilizînd convertizoare statice de frecvenţă. Impactul noilor elemente semiconductoare de putere comandate s-a făcut simţit mai ales la realizarea convertizoarelor statice de frecvenţă cu circuit intermediar de tensiune continuă, cu modulaţie în durată a pulsurilor tensiunii de ieşire, ceea ce permite reglarea independentă atit a tensiunii, cît şi a frecvenţei de alimentare.

Pentru o utilizare cît mai eficientă a motorului asincron astfel alimentat se caută ca fluxul din maşină să fie menţinut constant, pe cît posibil, pe tot domeniul de funcţionare, la valoarea sa nominală. O utilizare a maşinii, avînd un flux mai mare decît fluxul nominal, conduce la saturarea puternică a maşinii cu influenţe negative în ceea ce priveşte pierderile, iar o funcţionare la un flux diminuat va determina o utilizare neeficientă a motorului.

În practică, acest deziderat este realizat numai în parte, definindu-se mai multe domenii distincte de funcţionare a motorului asincron. Pe primul domeniu, pînă la turaţia nominală, respectiv frecvenţă nominală, are loc o funcţionare la flux constant, condiţie care echivalează pentru alimentare la curent constant cu un regim la cuplu constant. Peste această valoare a frecvenţei, pentru care se atinge tensiunea nominală a maşinii, respectiv a invertorului, care nu mai poate fi depăşită, funcţionarea are loc la tensiune constantă şi, deci, flux diminuat (domeniul II). Pentru o valoare constantă a curentului de alimentare, puterea preluată este constantă.

Menţinerea constantă a fluxului în primul domeniu de funcţionare este o problemă destul de dificilă deoarece valoarea sa nu poate fi uşor măsurată. Fluxul din întrefier se poate determina direct prin măsurări cu sonde Hall sau înfăşurări suplimentare, în timp ce fluxul rotoric sau statoric, numai prin metode indirecte, prin măsurarea curenţilor şi tensiunilor statorice şi cunoaşterea exactă a parametrilor maşinii.

Se consideră că maşina asincronă poate funcţiona la flux constant în trei regimuri diferite, în funcţie de tipul de flux adoptat ca etalon :

– flux statoric constant ;
– flux în întrefier constant ;
– flux rotoric constant.

Analiza acestor regimuri se va face pe baza modelului maşinii în sistemul de coordonate $d-q$, scris în unităţi relative, rezultatele obţinute servind atît pentru determinarea caracteristicilor ei, cît şi a mărimilor de regim staţionar pentru analiza regimului dinamic.

Caracteristicile au fost trasate pentru un motor asincron în scurtcircuit cu $P_N = 2{,}2$ kW ; 220/380 V ; patru poli ; $\eta = 0{,}79$; $\cos\varphi = 0{,}8$; $n_N = 1\,420$ rot/min cu următorii parametri raportaţi : $r_1 = 0{,}0639$; $r_2 = 0{,}0548$; $x_{\sigma_{12}} = x_{\sigma_{21}} = 0{,}108$; $x_m = 1{,}727$.

Fluxurile nominale au fost definite la parametrii nominali ai maşinii : U_N, I_N, f_N.

1. Reglarea vitezei motorului asincron cu menţinerea constantă a fluxului statoric

Pornind de la ecuaţiile în mărimi relative ale maşinii asincrone (anexa 1), unghiul ξ dintre axa fazei A şi axa de referinţă d nu este fixat, ci poate fi ales independent, astfel încît sistemul de ecuaţii să poată fi uşor utilizat ; în cazul de faţă se impune ξ astfel încît vectorul fluxului statoric rezultant să aibă aceeaşi direcţie cu axa d, $\psi_{d1} = \psi_1$, $\psi_{q1} = 0$.

Componentele fluxului statoric vor fi :

$$\psi_{d1} = x_1 i_{d1} + x_m i_{d2} = \psi_1,$$
$$\psi_{q1} = x_1 i_{q1} + x_m i_{q2} = 0. \qquad (1)$$

Pentru un regim staţionar ($\xi = \text{const}$, se obţine, $\ddot{\theta} = 0$) :

$$U_{d1} = \frac{1}{\tau_1}\psi_{d1} - \frac{r_1}{c_1} I_{d2},$$

* Conf. dr. ing. *Măgureanu R.*, Facultatea de electrotehnică IPB, ing. *Solacolu C.*, ing. *Solacolu R.*, Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologcă pentru industria electrotehnică (ICPE) – Bucureşti.

$$U_{q1} = \dot{\xi}\psi_{d1} - \frac{r_1}{c_1} I_{q2}, \qquad (2)$$

$$0 = r_2 I_{d2} - (\dot{\xi} - \dot{\theta})\tau_{12} I_{q2},$$

$$0 = (\dot{\xi} - \dot{\theta})\frac{1}{c_1 r_2}\psi_{d1} + \tau_{12}(\dot{\xi} - \dot{\theta}) I_{d2} + I_{q2},$$

$$M = \frac{\psi_1}{c_1} I_{q2}.$$

Înlocuind I_{q2} și I_{d2} funcție de M din ecuațiile anterioare, se determină frecvența rotorică raportată:

$$f_2 = \dot{\xi} - \dot{\theta} = \frac{-I_{d2}\psi_1}{c_1\tau_{12}M} =$$

$$= \frac{1}{\tau_{12}M}\left[\frac{\psi_1^2}{2r_2c_1^2\tau_{12}} \pm \sqrt{\left(\frac{\psi_1^2}{2r_2c_1^2\tau_{12}}\right)^2 - M^2}\right]. \qquad (3)$$

Relația are sens numai pentru valori pozitive ale expresiei de sub radical, ceea ce impune limitarea cuplului sub o valoare critică:

$$M_{cr} = \frac{\psi_1^2}{2r_2c_1^2\tau_{12}}. \qquad (4)$$

Relația (3) devine:

$$f_2 = \frac{1}{\tau_{12}}\left[\frac{M_{cr}}{M} \pm \sqrt{\left(\frac{M_{cr}}{M}\right)^2 - 1}\right]. \qquad (5)$$

Frecvența rotorică rămîne constantă pentru un cuplu electromagnetic dat, indiferent de viteza de rotație a mașinii. Variația frecvenței de alunecare f_2 funcție de cuplul de sarcină este aproximativ liniară.

Viteza de rotație a mașinii, pornind de la relația (5), are expresia:

$$\dot{\theta} = \dot{\xi} - \frac{1}{\tau_{12}}\left(\frac{M_{cr}}{M} \pm \sqrt{\left(\frac{M_{cr}}{M}\right)^2 - 1}\right). \qquad (6)$$

Caracteristicile mecanice ale mașinii sînt prezentate în figura 1.

Valoarea maximă raportată a curentului statoric pe fază I_1, se obține pornind de la curenții I_{d1} și I_{q1}:

$$I_{d1} = \frac{\psi_1}{r_1\tau_1} - \frac{I_{d2}}{c_1} = \frac{\psi_1}{r_1\tau_1} +$$

$$+ \frac{1}{\psi_1}(M_{cr} \pm \sqrt{M_{cr}^2 - M^2}), \qquad (7)$$

$$I_{q1} = -\frac{1}{c_1} I_{q2} = \frac{M}{\psi_1},$$

$$I_1 = \sqrt{I_{d1}^2 + I_{q1}^2} =$$

$$= \frac{1}{\psi_1}\sqrt{M^2 + \left(\frac{\psi_1^2}{r_1\tau_1} + M_{cr} \pm \sqrt{M_{cr}^2 - M^2}\right)}.$$

Dependența curentului I_1 funcție de cuplul pentru ramura stabilă a caracteristicii mecanice este prezentată în figura 12. Se remarcă faptul că valoarea sa este independentă de viteza de rotație fiind funcție, la un flux statoric constant, doar de cuplul de sarcină.

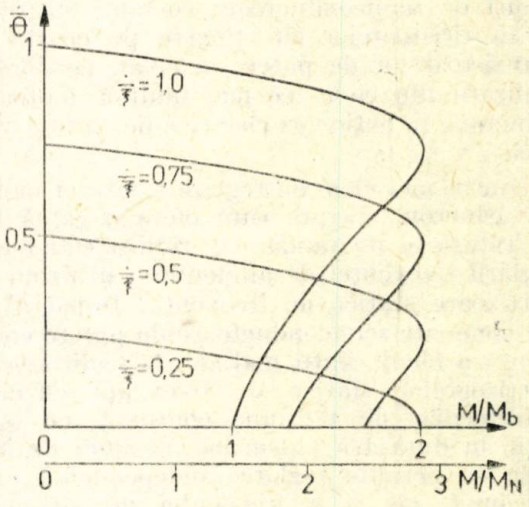


Fig. 1. Caracterisiticile mecanice ale motorului asincron la flux statoric constant ($\psi_1 = \psi_{1N}$) pentru diferite frecvențe de alimentare $\dot{\xi}$.

Tensiunea de alimentare U_1 variază atît funcție de cuplu, cît și funcție de viteza de rotație și va crește cu creșterea acestora. Expresiile tensiunilor U_{d1}, U_{q1} și a tensiunii U_1 sînt:

$$U_{d1} = \frac{1}{\tau_1}\psi_1 - \frac{r_1}{c_1} I_{d2} =$$

$$= \frac{\psi_1}{\tau_1} + \frac{r_1}{\psi_1}(M_{cr} \pm \sqrt{M_{cr}^2 - M^2}),$$

$$U_{q1} = \dot{\xi}\psi_1 - \frac{r_1}{c_1} I_{q2} = \dot{\theta}\psi_1 +$$

$$+ \frac{\psi_1}{\tau_{12}}\left(\frac{M_{cr}}{M} \pm \sqrt{\left(\frac{M_{cr}}{M}\right)^2 - 1}\right) + r_1\frac{M}{\psi_1}, \qquad (8)$$

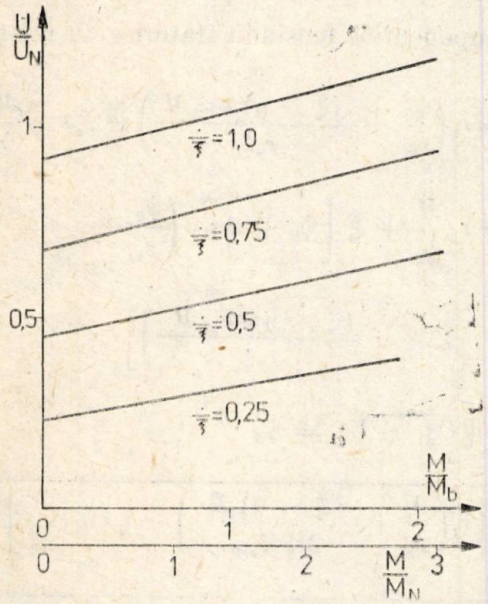
$$U_1 = \sqrt{U_{d1}^2 + U_{q1}^2} =$$

$$= \psi_1 \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{\tau_1} + \frac{r_1}{\psi_1^2}\left(M_{cr} \pm \sqrt{M_{cr}^2 - M^2}\right)\right]^2 +}$$

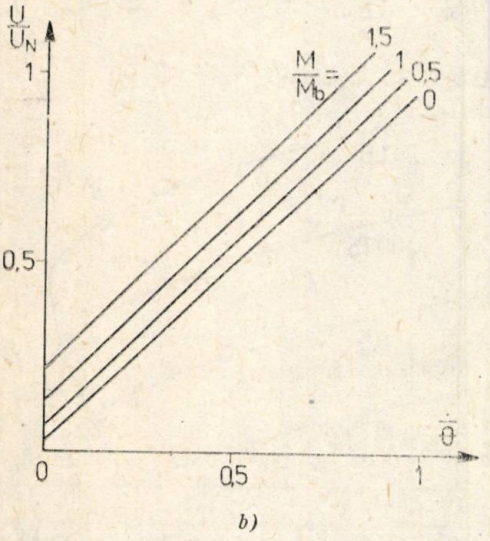
$$+\left[\dot{\bar{\theta}}+\frac{1}{\tau_{12}}\left(\frac{M_{cr}}{M}\pm\sqrt{\left(\frac{M_{cr}}{M}\right)^2-1}\right)+r_1\frac{M}{\psi_1^2}\right]^2}\cdot$$

Dependența între tensiunea U_1 și cuplu, pentru diferite frecvențe $\dot{\bar{\xi}}$ date, este prezentată în figura 2*a*, iar cea dintre tensiune și turația $\dot{\bar{\theta}}$ la diverse cupluri de sarcină în figura 2b. Aceste caracteristici arată că menținerea constantă a fluxului statoric se face prin modificarea tensiunii de alimentare.

În aplicațiile uzuale, din considerente tehnico-economice de realizare a convertizoarelor statice, tensiunea de alimentare nu urmărește,



a)



b)

Fig. 2. a. Dependența tensiunii de alimentare de cuplu pentru flux statoric constant ($\psi_1 = \psi_{1N}$) și diferite frecvențe de alimentare $\dot{\bar{\xi}}$. b. Dependența tensiunii de alimentare de turație $\dot{\bar{\theta}}$ pentru $\psi_1 = \psi_{1N}$ și $M/M_b = 0\,;\ 0{,}5\,;\ 1\,;\ 1{,}5$.

pe întreaga gamă de reglare a turației, relația (8). Tensiunea de alimentare a mașinii nu poate depăși tensiunea nominală și la creșterea frecvenței cuplul produs de motor scade concomitent cu curentul de alimentare. Cînd curentul statoric al mașinii este menținut constant, prin creșterea frecvenței rotorice f_2, are loc o funcționare la putere constantă, ceea ce implică reducerea hiperbolică a cuplului electromagnetic.

Frecvența rotorică va crește aproape liniar cu creșterea vitezei de rotație $\dot{\bar{\theta}}$, pînă cînd se va atinge frecvența critică corespunzătoare cuplului critic :

$$f_{2cr}=\frac{1}{\tau_{12}}, \tag{9}$$

frecvență care nu poate fi depășită.

Din acest moment, mașina intră în al treilea regim de funcționare, la frecvență rotorică critică constantă pentru tensiunea de alimentare constantă și frecvență de alimentare variabilă. Deoarece în acest regim funcționarea are loc la cuplu electromagnetic critic ($M = M_{cr}$), relațiile (7) și (8) de determinare a fluxului ψ_1 și a curentului I_1 se simplifică :

$$U_1=\psi_1\cdot$$
$$\cdot\sqrt{\left(\frac{1}{\tau_1}+\frac{r_1}{2\tau_{12}c_1^2r_2}\right)^2+\left(\dot{\bar{\theta}}+\frac{1}{\tau_{12}}+\frac{r_1}{2\tau_{12}c_1^2r_2}\right)^2},$$
$$I_1=\psi_1\cdot \tag{10}$$
$$\sqrt{\left(\frac{1}{r_1\tau_1}+\frac{1}{2\tau_{12}c_1^2r_2}\right)^2+\left(\frac{1}{2\tau_{12}c_1^2r_2}\right)^2}$$

Rezultă o scădere și mai accentuată a cuplului, deoarece cu creșterea frecvenței de alimentare la tensiune constantă are loc o reducere a curentului statoric.

În figurile 3 și 4 sînt prezentate caracteristicile mecanice ale celor trei domenii, respectiv de variația frecvenței rotorice funcție de turație.

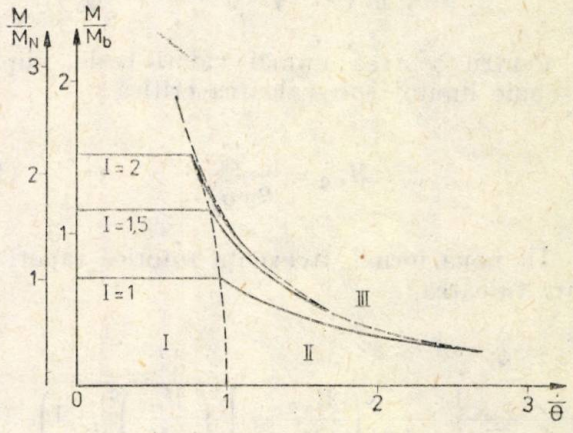


Fig. 3. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron în cele trei domenii de funcționare.

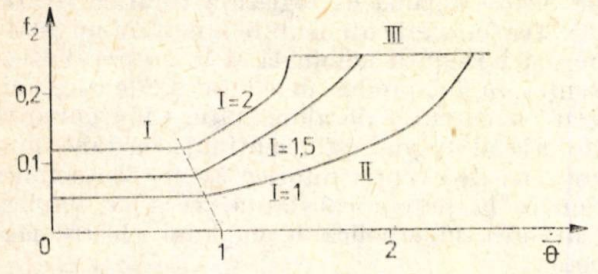


Fig. 4. Variaţia frecvenţei rotorice f_2 funcţie de turaţie $\bar{\theta}$.

2. Reglarea vitezei motorului asincron cu menţinerea constantă a fluxului în întrefier

Fluxul din întrefier, proiectat pe axele d şi q, are următoarea expresie:

$$\psi_{d0} = x_m (i_{d1} + i_{d2}),$$
$$\psi_{q0} = x_m (i_{q1} + i_{q2}). \tag{11}$$

Alegînd unghiul ξ astfel încît vectorul fluxului rezultant din întrefier să aibă aceeaşi direcţie cu axa d, rezultă $\psi_{d0} = \psi_0$, $\psi_{q0} = 0$ şi se obţine în regim staţionar:

$$U_{d1} = r_1 I_{d1} - \dot{\bar{\xi}}\, x\sigma_{12} I_{q1},$$
$$U_{q1} = r_1 I_{q1} + \dot{\bar{\xi}}\,(x\sigma_{12} I_{d1} + \psi_0),$$
$$0 = r_2 I_{d2} - (\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}}) x\sigma_{12} I_{q2}, \tag{12}$$
$$0 = r_2 I_{q2} + (\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})(\psi_0 + x\sigma_{21} I_{d2}),$$
$$M = \psi_0 I_{q1} = -\psi_0 I_{q2}.$$

Frecvenţa rotorică raportată are expresia:

$$f_2 = \dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}} = \frac{1}{2}\frac{\psi_0^2 r_2}{x^2\sigma_{21} M}\left(1 \pm \sqrt{1 - 4x^2\sigma_{21}\frac{M^2}{\psi_0^4}}\right). \tag{13}$$

Pentru a avea numai valori reale, cuplul trebuie limitat sub valoarea critică:

$$M_{cr0} = \frac{\psi_0^2}{2x\sigma_{21}}. \tag{14}$$

În noua formă, frecvenţa rotorică raportată are valoarea:

$$f_2 = \dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}} = \frac{1}{\tau_2\left(1 - \frac{1}{c_2}\right)}\left(\frac{M_{cr0}}{M} \pm \sqrt{\left(\frac{M_{cr0}}{M}\right)^2 - 1}\right). \tag{15}$$

Curenţii I_{d1}, I_{q1} şi I_1 au expresiile:

$$I_{d1} = \frac{\psi_0}{x_m} + \frac{(\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}}) x\sigma_{21} M}{r_2\psi_0},$$
$$I_{q1} = \frac{M}{\psi_0}, \tag{16}$$
$$I_1 = \sqrt{I_{d1}^2 + I_{q1}^2} = \frac{1}{\psi_0} \cdot$$
$$\cdot \sqrt{M^2 + \left(\frac{\psi_0^2}{x_m} + \frac{(\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})\, x\sigma_{21} M}{r_2}\right)^2}.$$

Componentele tensiunii statorice au relaţiile:

$$U_{d1} = r_1\left(\frac{\psi_0}{x_m} + \frac{(\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})\, x\sigma_{21} M}{r_2\psi_0}\right) - \dot{\bar{\xi}} x\sigma_{12}\frac{M}{\psi_0},$$
$$U_{q1} = r_1\frac{M}{\psi_0} + \dot{\bar{\xi}}\left[\psi_0 + x\sigma_{12}\left(\frac{\psi_0}{x_m} + \frac{(\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}}) x\sigma_{21} M}{r_2\psi_0}\right)\right], \tag{17}$$
$$U_1 = \sqrt{U_{d1}^2 + U_{q1}^2} = \psi_0 \cdot$$
$$\cdot \sqrt{\left[r_1\left(\frac{1}{x_m} + \frac{(\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})\, M}{2r_2 M_{cr0}}\right) - \dot{\bar{\xi}} x\sigma_{12}\frac{M}{\psi_0^2}\right]^2 + \left\{r_1\frac{M}{\psi_0^2} + \dot{\bar{\xi}}\left[1 + x\sigma_{12}\left(\frac{1}{x_m} + \frac{(\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})\, M}{2r_2 M_{cr0}}\right)\right]\right\}^2}.$$

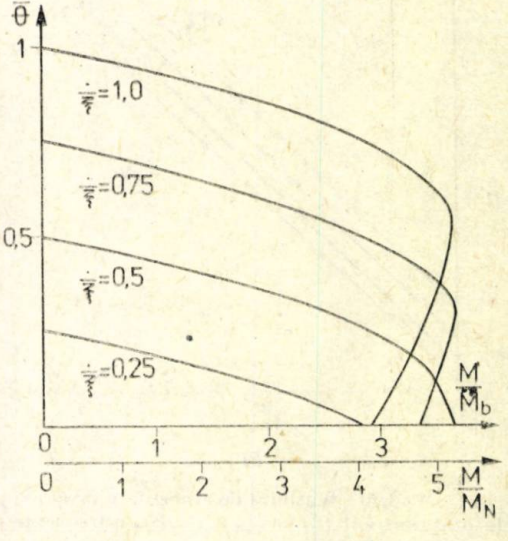


Fig. 5. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron la flux în întrefier constant ($\psi_0 = \psi_{0N}$) şi diferite frecvenţe de alimentare.

În figura 5 sînt prezentate caracteristicile mecanice ale mașinii, iar în figurile 12 și 6, dependența curentului, respectiv a tensiunii de alimentare funcție de cuplul electromagnetic produs.

După atingerea tensiunii nominale are loc, ca și la reglarea la flux statoric constant, o funcționare la putere constantă, urmată de o funcționare la alunecare critică constantă, domeniile II și III fiind identice ca cele din cazul precedent, o funcționare la flux constant nemai fiind posibilă.

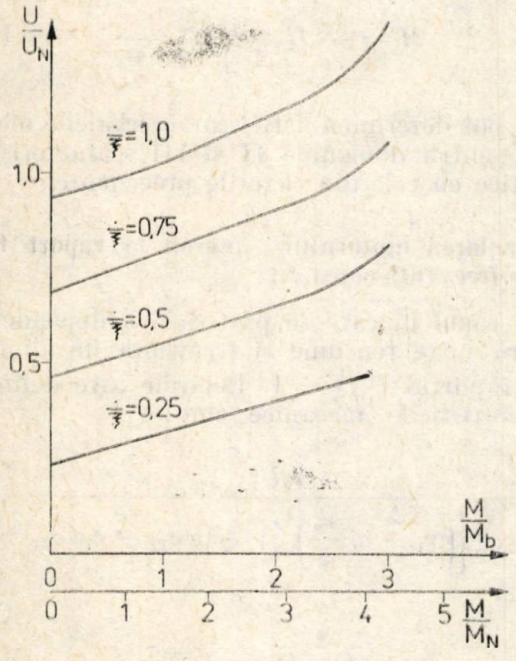


Fig. 6. Variația tensiunii statorice funcție de cuplu la flux în întrefier constant ($\psi_0 = \psi_{0N}$) și diferite frecvențe de alimentare.

3. Reglarea vitezei motorului asincron cu menținerea constantă a fluxului rotoric

În lucrarea de față se prezintă un al treilea regim de funcționare a mașinii asincrone, cu menținerea constantă a fluxului rotoric. Pentru analiza acestui regim, sistemul de axe este astfel ales încît proiecția vectorului fluxului rotoric pe axa q să fie nulă, $\psi_{d2} = \psi_2$, $\psi_{q2} = 0$.

Această alegere simplifică relațiile de calcul, caracteristicile mașinii în aceste condiții fiind identice cu cele ale motorului de curent continuu cu excitație separată. Operația de reglare propriu-zisă este însă mai complicată, fluxul rotoric nefiind direct măsurabil, el trebuie determinat prin calcul; măsurînd tensiunile și curenții reali ai mașinii.

În regim staționar, ecuațiile mașinii devin:

$$U_{d1} = r_1 I_{d1} - \dot{\xi}\psi_{q1},$$

$$U_{q1} = r_1 I_{q1} + \dot{\xi}\psi_{d1},$$

$$0 = r_2 I_{d2}, \tag{18}$$

$$0 = r_2 I_{q2} + (\dot{\xi} - \dot{\theta})\psi_2,$$

$$M = -\psi_2 I_{q2} = \frac{(\dot{\xi} - \dot{\theta})\psi_2^2}{r_2}.$$

Se constată că, pentru funcționarea la flux rotoric constant, între cuplul electromagnetic

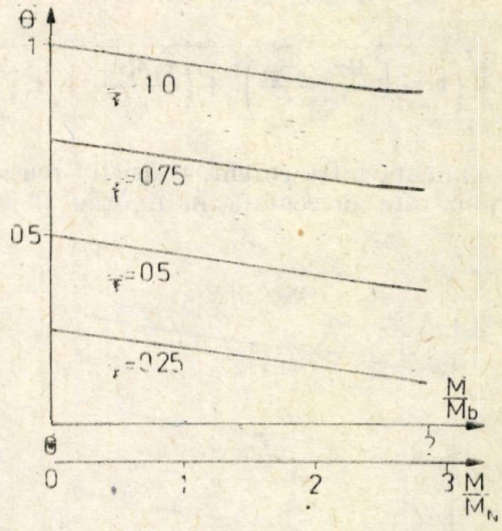


Fig. 7. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron la flux rotoric constant ($\psi_2 = \psi_{2N}$) și diferite frecvențe de alimentare.

și frecvența rotorică raportată există o relație de strictă proporționalitate:

$$f_2 = \dot{\xi} - \dot{\theta} = \frac{Mr_2}{\psi_2^2}. \tag{19}$$

Pentru primul domeniu, caracteristica mecanică este, de asemenea, liniară:

$$\dot{\theta} = \dot{\xi} - \frac{Mr_2}{\psi_2^2}. \tag{20}$$

Curentul I_1 se determină cunoscînd expresiile lui I_{d1} și I_{q1}:

$$I_{d1} = \frac{\psi_2}{x_m},$$

$$I_{q1} = c_2 \frac{f_2}{r_2}\psi_2, \tag{21}$$

$$I_1 = \sqrt{I_{d1}^2 + I_{q1}^2} = \frac{\psi_2}{x_m} \cdot \sqrt{1 + (\tau_2 f_2)^2} =$$

$$= \frac{\psi_2}{x_m}\sqrt{1 + \left(\frac{Mr_2}{\psi_2^2}\right)^2}.$$

Tensiunile U_{d1}, U_{q1} și U_1 au expresia:

$$U_{d1} = \frac{\psi_2}{\tau_0} - \dot{\xi}\tau_{21} r_2 \frac{M}{\psi_2},$$

$$U_{q1} = \frac{M}{\psi_2}\frac{\tau_2}{\tau_0} r_2 + c_1 \dot{\xi}\psi_2, \qquad (22)$$

$$U_1 = \sqrt{U_{d1}^2 + U_{q1}^2} =$$

$$= \frac{\psi_2}{\tau_0}\sqrt{\left(1 - \frac{\dot{\xi} M r_2 \tau_0 \tau_{21}}{\psi_2^2}\right)^2 + \left(\frac{\tau_2 M r_2}{\psi_2^2} + \tau_1 \dot{\xi}\right)^2}.$$

Dependența între curent, respectiv tensiune, și cuplu, este prezentată în figurile 12 și 8.

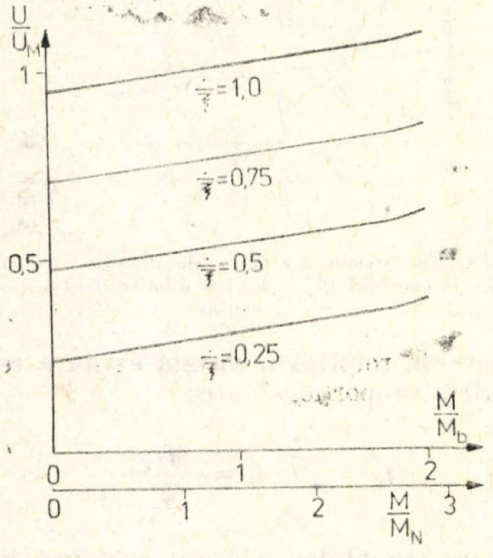


Fig. 8. Variația tensiunii de alimentare funcție de cuplu la flux rotoric constant $\psi_2 = \psi_{2N}$ și diferite frecvențe de alimentare.

Caracteristicile mecanice ale mașinii asincrone astfel comandate sînt asemănătoare cu cele ale motorului de curent continuu cu excitație separată, prezentînd avantajul liniarității și lipsei unui cuplu de răsturnare peste care mașina nu mai poate fi încărcată. Cuplul maxim este limitat numai de curenții maximi admisibili ai convertizorului de frecvență, respectiv ai motorului.

Ca și în cazurile precedente, după atingerea unei tensiuni-plafon maxime, ce poate fi produsă de convertizor U_{1N}, are loc al doilea, respectiv al treilea domeniu de funcționare la putere constantă și apoi la frecvență rotorică critică.

Împărțind relațiile (22) și (21) între ele și grupînd convenabil termenii, se obține o ecuație de gradul 2 în f_2:

$$\left[\left(1 - \frac{U_{1N}^2}{I_{1N}^2}\frac{\tau_0^2}{x_m^2}\right)\tau_2^2 + \tau_0^2\tau_{21}^2\dot{\xi}^2\right] f_2^2 - 2(\tau_0\tau_{21} -$$

$$- \tau_2 c_1)\dot{\xi} f_2 + \left[1 + \tau_1^2\dot{\xi}^2 - \left(\frac{U_{1N}}{I_{1N}}\frac{\tau_0}{x_m}\right)^2\right] = 0. \qquad (23)$$

Rezolvînd ecuația se obține f_2, respectiv $\dot{\theta} = \dot{\xi} - f_2$.

Cuplul electromagnetic are expresia:

$$M = \frac{f_2}{r_2} I_{1N}^2 \frac{x_m^2}{1 + (\tau_2 f_2)^2}. \qquad (24)$$

Se pot determina astfel caracteristicile mecanice pentru domeniile II și III, caracteristici identice cu cele din cazurile precedente.

4. Reglarea motorului asincron la raport tensiune/frecvență constant

În cazul în care se păstrează o dependență liniară între tensiune și frecvența de alimentare raportul $U_1/\dot{\xi} = 1$. Relațiile care definesc caracteristicile mecanice sînt:

$$M = \frac{r_2 U_1^2}{s\dot{\xi}\left[\left(r_1 + c_1\frac{r_2}{s}\right)^2 + \dot{\xi}^2(x\sigma_{12} + c_1 x\sigma_{21})^2\right]}, \qquad (25)$$

$$\dot{\theta} = (1 - s)\dot{\xi},$$

unde s este alunecarea motorului:

$$s = \frac{\dot{\xi} - \dot{\theta}}{\dot{\xi}}.$$

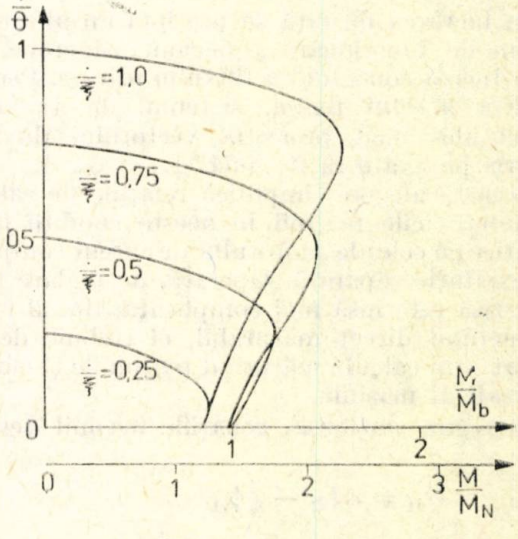


Fig. 9. Caracteristicile motorului asincron alimentat la raport U/f constant.

Caracteristicile mecanice pentru diferite valori ale lui $\dot{\xi}$ sînt prezentate în figura 9. Se observă reducerea cuplului critic simultan cu reducerea frecvenței de alimentare datorită necompensării căderii de tensiune pe rezistența statorică. Curentul statoric I_1 are valoarea:

$$I_1 = \sqrt{\frac{M\left(\dot{\xi}^2 x_2^2 + \left(\frac{r_2}{s}\right)^2\right)}{\dot{\xi}\, x_m^2 \frac{r_2}{s}}}. \qquad (26)$$

Dependența între curent și moment este prezentată în figura 12. Alimentînd motorul la raport U/f constant, curentul va depinde de frecvența de alimentare, spre deosebire de cazul alimentării mașinii la flux constant.

Concluzii

Funcționarea mașinii asincrone la flux constant pentru diverse cupluri de sarcină și frecvențe ale tensiunii de alimentare implică modificarea corespunzătoare a tensiunii de alimentare. Aceste modificări sînt mai pronunțate în cazul menținerii fluxului rotoric constant și mai reduse pentru fluxul în întrefier, respectiv statoric constant, caracteristicile de reglaj ale mașinii $U = f(M)$ evidențiind acest lucru (fig. 10).

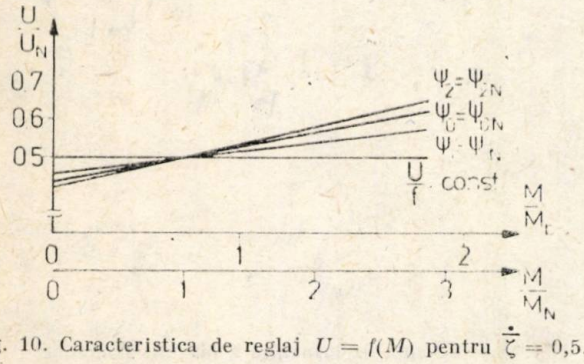


Fig. 10. Caracteristica de reglaj $U = f(M)$ pentru $\dot{\xi} = 0{,}5$.

Efectul menținerii fluxului constant asupra caracteristicii mecanice a motorului asincron este prezentat în figura 11, remarcîndu-se caracterul liniar în cazul funcționării la flux rotoric constant și asemănător caracteristicilor clasice pentru fluxul în întrefier respectiv fluxul statoric constant. De remarcat că, în aceste două cazuri din urmă, atît cuplul critic, cît și alunecările critice sînt majorate față de cazul funcționării la raport U/f constant.

Variația curentului în funcție de cuplu este prezentată în figura 12. Acest curent în cazul funcționării mașinii la flux constant nu depinde de frecvența tensiunii de alimentare, la aceeași valoare a cuplului fiind cel mai redus în cazul funcționării la flux rotoric constant și cel mai mare în cazul funcționării la flux statoric constant. Puterea este menținută constantă prin creșterea corespunzătoare a tensiunii de alimentare.

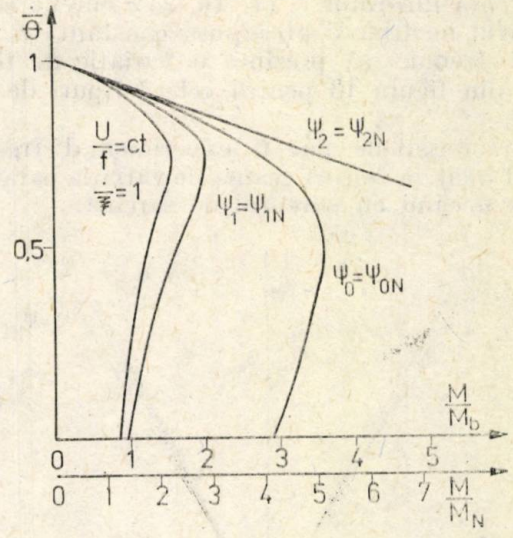


Fig. 11. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron la U/f constant, $\psi_1 = \psi_{1N}$, $\psi_0 = \psi_{0N}$, $\psi_2 = \psi_{2N}$ pentru $\dot{\xi} = 1$.

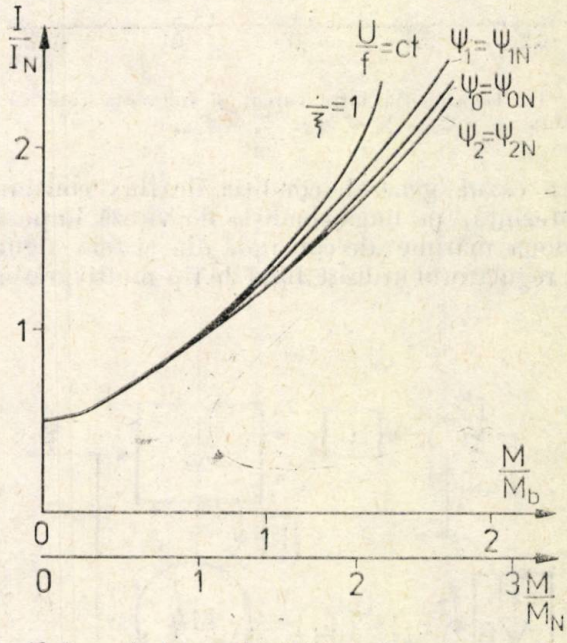


Fig. 12. Dependența curentului statoric de cuplu pentru $U/f =$ = constant și $\dot{\xi} = 1$; $\psi_1 = \psi_{1N}$, $\psi_0 = \psi_{0N}$, $\psi_2 = \psi_{2N}$.

Din cele prezentate rezultă avantajele electromecanice și energetice ale funcționării mașinii la flux constant și în special la flux rotoric nominal.

Spre deosebire de fluxul din întrefier care poate fi măsurat direct, fluxul statoric și cel rotoric nu poate fi determinat decît pe cale indirectă ceea ce, evident, complică sistemul de reglare.

Aceasta implică cunoașterea exactă a parametrilor mașinii și determinarea acestor fluxuri pe baza prelucrării informațiilor de tensiune și curent din stator. O altă soluție o reprezintă reglarea curentului statoric al mașinii funcție de frecvența din rotor f_2 (7, 16, 21), curent care, în cazul menținerii presupusă constantă a fluxului trebuie să prezinte o variație de tipul celei din figura 13 pentru cele 3 tipuri de reglare.

Caracteristicile pot fi experimental trasate astfel încît să se țină seama de variația parametrilor mașinii cu curentul de sarcină.

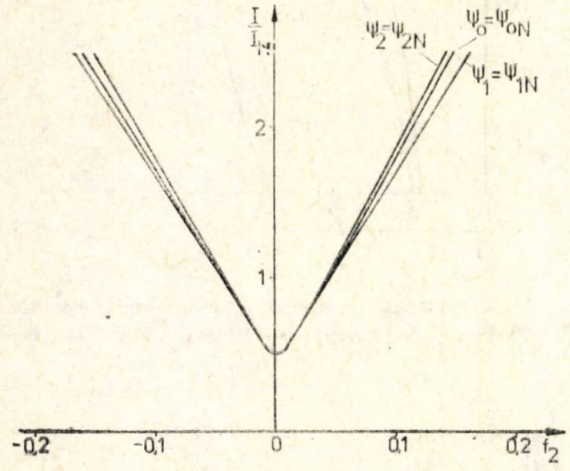


Fig. 13. Dependența între curent și frecvența rotorică f_2 la flux $\psi_1 = \psi_{1N}$, $\psi_0 = \psi_{0N}$, $\psi_2 = \psi_{2N}$.

În cazul general, condiția de flux constant reprezintă, pe lîngă condiția de viteză impusă, a doua mărime de comandă din sistem, figura 14, regulatorul utilizat fiind de tip multivariabil.

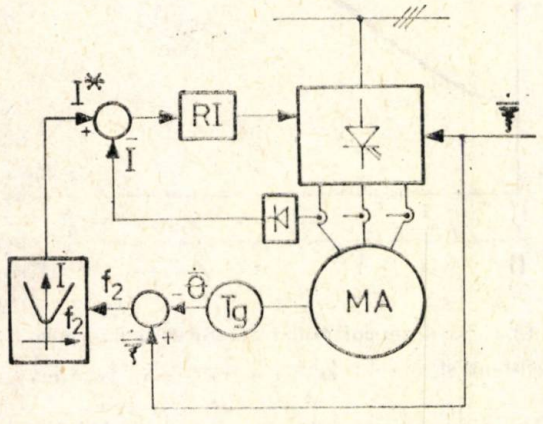


Fig. 14. Schema de principiu a sistemului de reglare la flux constant.

Anexă

Ecuațiile generale ale mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit în mărimi relative și sistem de coordonate $d\,q$.

Referitor la figura A.1, utilizînd fluxurile raportate se pot scrie ecuațiile [2]:

$$
\begin{aligned}
u_{d1} &= r_1 i_{d1} + \bar{p}\psi_{d1} - \dot{\bar{\xi}}\psi_{q1},\\
u_{q1} &= r_1 i_{q1} + \bar{p}\psi_{q1} + \dot{\bar{\xi}}\psi_{d1},\\
0 &= r_2 i_{d2} + \bar{p}\psi_{d2} - (\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})\psi_{q2},\\
0 &= r_2 i_{q2} + \bar{p}\psi_{q2} + (\dot{\bar{\xi}} - \dot{\bar{\theta}})\psi_{d2},\\
m &= \psi_{d1} i_{q1} - \psi_{q1} i_{d1},
\end{aligned}
\qquad \text{(A.1)}
$$

unde fluxurile raportate sînt definite prin relațiile :

$$
\begin{aligned}
\psi_{d1} &= (x\sigma_{12} + x_m) i_{d1} + x_m i_{d2}\\
\psi_{q1} &= (x\sigma_{12} + x_m) i_{q1} + x_m i_{q2}\\
\psi_{d2} &= (x\sigma_{21} + x_m) i_{d2} + x_m i_{d1}\\
\psi_{q2} &= (x\sigma_{21} + x_m) i_{q2} + x_m i_{q1}.
\end{aligned}
\qquad \text{(A.2)}
$$

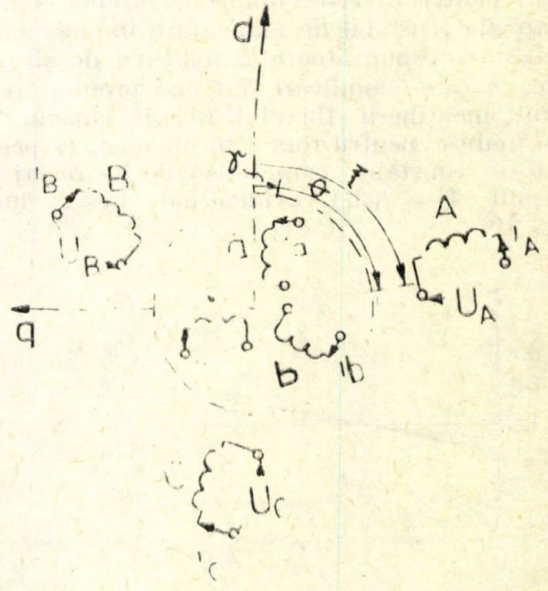


Fig. A.1. Schema de principiu a mașinii asincrone.

Vitezele relative $\dot{\bar{\xi}}$ și $\dot{\bar{\theta}}$ se definesc $\dot{\bar{\xi}} = \bar{p}\,\xi$ și $\dot{\bar{\theta}} = \bar{p}\,\theta$, unde p este operatorul de derivare d/dt, iar cu $\bar{p} = d/d(\omega_b t)$ s-a notat forma sa raportată, ω_b fiind pulsația de bază, ξ este unghiul pe care îl face axa fazei statorice de referință A cu axa d, iar θ unghiul de poziție între stator și rotor.

Tensiunea și curentul raportate au următoarele expresii :

$$
u_1 = \frac{U_1}{U_b}, \quad i = \frac{I}{I_b},
$$

$$
u_1 = \sqrt{u_{d1}^2 + u_{q1}^2}, \quad i_1 = \sqrt{i_{d1}^2 + i_{q1}^2},
$$

unde U și I reprezintă valorile de vîrf ale tensiunii și curentului, iar $U_b = \sqrt{2}U_N$, $I_b = \sqrt{2}I_N$.
Momentul raportat este $m = M/M_b$, unde;

$$M_b = \frac{3}{2} p \frac{U_b I_b}{\omega_b},$$

p reprezintă numărul de perechi de poli.
Se utilizează următoarele notații:

$$x_1 = x\sigma_{12} + x_m, \quad x_2 = x\sigma_{21} + x_m, \quad \frac{x_1}{x_m} = c_1$$

$$\frac{x_2}{x_m} = c_2, \quad \frac{x_m}{r_1} = \tau_0, \quad \frac{x_1}{r_1} = \tau_1, \quad \frac{x_2}{r_2}\left(1 - \frac{x_m^2}{x_1 x_2}\right) = \tau_{12}$$

$$\frac{x_m}{r_2}\left(\frac{x_1 x_2}{x_m^2} - 1\right) = \tau_{21}, \quad \frac{x_2}{r_2} = \tau_2$$

În lucrare s-au notat cu litere majuscule mărimile de regim staționar în valori relative.

Bibliografie

[1] *Fransua, Al., Măgureanu, R.* Electrical machines and drive systems. Technical Press, Oxford, 1984.

[2] *Măgureanu, R.* Mașini electrice speciale pesntru sisteme automate. Editura tehnică, București, 1981.

[3] *Solacolu, C., Solacolu, R., Kreindler, L., Măgureanu, R.* Convertizoare statice de frecvență cu tiristoare cu stingere pe poartă (GTO) cu modulație în durată (PWM), comandate prin sistem microprocesor. EEA — Electrotehnica, **33**, nr. 2, 1985, p. 56—63.

[4] *Micu, D., Remeș, C.* Metodologie de determinare a curentului statoric și frecvenței rotorice funcție de frecvența tensinii de alimentare și cuplul rezistent pentru motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit. EEA—Electrotehnica, **31**, nr. 1, 1983, p. 6—12.

[5] *Dreiseitl, W.* Circuit for generating an electric signal proportional to a flux component of a rotating field mashine. U.S. Pat. 4, 335, 343.

[6] *Gabriel, R., Leonhard, W., Nordby, G. J.* Field-oriented control of a standard a.c motor using microprocessors. IEEE. Transactions on industry appliations, vol. **IA—16**, nr. 2, 1980.

[7] *Plunkett, A. B.* Direct flux and torque regulation in a PWM inverter-induction motor drive. IEEE Transactions on industry applications, vol. **IA—13**, nr. 2, 1977.

[8] *Leonhard, W.* Control of electrical drives. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1985.

CZ 621.315.6

LACURI ELECTROIZOLANTE
CLASIFICARE LACURI

Clasificarea lacurilor electroizolante

GRIGORE NICOLA* — BUCUREȘTI

Nici o lucrare publicată pînă în prezent nu s-a ocupat de clasificarea lacurilor electroizolante. Aceasta se datorește faptului că sînt puține firme pe plan internațional care fabrică toate tipurile de lacuri electroizolante, folosite pînă în prezent în industrie la fabricarea de izolanți electrici. În cele ce urmează se vor face unele considerații teoretice și practice privind toate tipurile de lacuri electroizolante fabricate pe plan mondial. Alte informații privind alegerea tipului de polimer, cît și formularea acestora vor fi date într-o lucrare ce se va publica în anii viitori „Chimia și tehnologia polimerilor utilizați în electrotehnică și electronică". O clasificare a anumitor tipuri de lacuri, în funcție de rezistența termică a polimerului, a fost făcută de unele firme din vest.

În cele ce urmează se va face clasificarea lacurilor electroizolante fabricate în țară, ca și în alte țări în funcție de :

— componentul principal. Această clasificare nu satisface pe constructorul de mașini și aparate, deoarece nu sugerează unde se poate aplica lacul respectiv și nici clasa de izolație și, respectiv, temperatura la care pelicula polimeră, formată după evaporarea solventului sau emulsiei, poate fi folosită fără o degradare a proprietăților sale, sub limita admisă;

— clasa de izolație. Această clasificare ține seama de timpul și temperatura de utilizare,ca și de locul unde pot fi utilizate.

Pentru a se putea înțelege mai ușor în ce constă clasificarea lacurilor este necesar să se dea unele definiții pentru a se evita confuzia dintre un lac electroizolant și o vopsea.

În general, prin *lac electroizolant*** se înțelege pelicula electroizolantă, care rezultă după evaporarea solventului sau a apei din emulsie, după uscare, la aer sau la temperatură (cuptor); dacă însă lacul conține pigmenți sau coloranți atunci acesta este numit *lac pigmentat*. Noțiunea de vopsea este rezervată tuturor produselor care conțin un agent de colorare și care, în final, nu au proprietăți electroizolante.

În cele ce urmează se va face o clasificare a lacurilor electroizolante în funcție de scopul, locul și metoda de utilizare a lor :

- Lacuri de acoperire și protecție (în această grupă sînt cuprinse și vopselele de protecție).
- Lacuri de impregnare. În această grupă de produse sînt cuprinse și lacurile folosite la impregnarea diferitelor suporturi electroizolante de natură fibroasă (hîrtii, țesături, umpluturi organice și minerale etc.), precum și la impregnarea motoarelor electrice.
- Lacuri de încleiere sau soluții adezive. În această grupă de produse sînt cuprinse toate lacurile adezive sub formă de soluții sau emulsii folosite la fabricarea izolațiilor flexibile combinate 9, ale stratificatelor placate cu cupru etc.
- Alte tipuri de lacuri izolante sau semiconductoare.

În cele ce urmează se vor prezenta pe scurt principalele tipuri de lacuri, pe grupe de produse, în funcție de domeniul final de utilizare.

1. Lacuri de acoperire. Această grupă de produse cuprinde lacurile care sînt folosite la acoperirea suprafețelor conductoare sau neconductoare, în scopul izolării lor și pentru protejarea, atunci cînd este cazul, împotriva agenților mecanici, climatici și chimici. De asemenea, unele lacuri trebuie să reziste la îmbătrînire și să nu înmoaie pelicula polimeră la temperatura de funcționare a aparatului sau utilajului respectiv. Este necesar ca lacul să aibă o flexibilitate corespunzătoare scopului final urmărit. Pentru unele lacuri cu destinație specială se cere rezistența la lumina solară, la microorganisme, la temperaturi scăzute și la radiații nucleare. De asemenea este necesar ca aceste tipuri de lacuri să confere produsului rezistență la flacără, la curenți de fugă etc. Nu există un lac universal care să satisfacă toate condițiile enumerate mai sus. Lacurile de acoperire sînt notate în „Nomenclatorul de produse ICME" cu litera A, precedate, în funcție de modul de uscare, de litera A, uscare la aer sau litera C, uscare la temperatură (cuptor). În funcție de condițiile de uscare acestea se clasifică în două subgrupe de produse :

— lacuri de acoperire cu uscare la temperatura ambiantă, sau la aer. În această grupă de produse sînt cuprinse lacurile care conțin componenți de reacție cu duble legături, sau la care reacția are loc prin poliadiție în prezența unui catalizator, denumit adeseori accelerator;

— lacuri cu uscare la cuptor sau la temperatură. Aici sînt cuprinse celelalte tipuri de lacuri, la care uscarea are loc într-un cuptor, la o temperatură mai mare decît cea ambiantă.

În tabelul 1 se prezintă o clasificare a lacurilor de acoperire și protecție în funcție de componentul principal.

Clasificarea lacurilor de acoperire prezentată în tabelul 1 este bazată pe scopul final, urmărit de utilizator și de fabricantul de lacuri :

— lacurile de acoperire suprafețe metalice au scopul de a izola și proteja împotriva agenților atmosferici, climatici, chimici etc.

---

* Ing. *Nicola G.* — ICPE — București

** A se vedea definiția ca formă CEI 211, din anexa 1.

Tabelul 1

Nr. crt.	Tipul de polimer principal, component al lacului	Clasa de izolaţie termică
	1. Lacuri de acoperire suprafeţe de protecţie	
1	celulozice şi pe bază de răşini naturale*, uleiuri vegetale	A(105°)
2	alchidice, modificate cu răşini fenoloformaldehidice sau melaminoformaldehidice	E(120°); B(130°); F(155°)
3	poliesterice nesaturate, epoxidice, epoxidice modificate	E(120°); B(130°); F(155°)
4	poliuretanice cu uscare la temperatura ambiantă.	E(120°)
	2. Lacuri de acoperire şi protecţie pigmentate	
1	alchidice modificate cu răşini melamino sau fenoloformaldehidice	E(120°); B(130°); F(155°)
2	alchidice modificate cu polimeri epoxidici	E(120°); B(130°);
3	alchidice modificate cu polimeri siliconici	F(155°); H(180°)
	3. Lacuri de acoperire pentru izolaţii flexibile	
1	pe bază de uleiuri vegetale şi sintetice	A(105°); E(120°)
2	pe bază de răşini naturale şi uleiuri	A(105°); E(120)°)
3	alchidice modificate cu răşini melaminoformaldehidice	E(120°); B(130°); F(155°)
4	alchidice modificate cu răşini epoxidice, siliconice etc.	A(105°); E(120°); B(130°); F(155°); H(180°)
5	poliuretanice alifatice şi aromatice	E(120°); B(130°); F(155°)
	4. Lacuri de acoperire conductori electrici sau lacuri de emailare conductori	
1	polivinilformalice modificate cu răşini fenolice, epoxidice sau diizocianaţi	A(105°); E(120°); B(130°)
2	poliuretanice pentru înaltă frecvenţă	E(120°); B(130°)
3	poliesterice ca atare, sau modificate	B(130°); F(155°)
4	poliesterimidice clasice	F(155°); H(180°)
5	poliamidimidice, poliimidice, polihidantoinice	C (mai mare de 220°)

* Aici sînt cuprinse şi produsele rezultate din petrol şi cărbune (bitum, asfalt etc.)

În cazul în care aceste lacuri sînt pigmentate, rezistenţa lor termică se îmbunătăţeşte şi de asemenea rezistenţa lor la agenţii chimici creşte. Tot în această grupă de produse sînt cuprinse şi cernelurile folosite la marcarea conductoarelor şi cablurilor electrice. Lacurile pigmentate sînt foarte mult utilizate la acoperirea diferitelor suprafeţe metalice, ca şi la acoperirea stratului de polimer format după uscarea unui lac de impregnare, care a fost utilizat la cementarea bobinelor şi a înfăşurărilor electrice. În prezent nu există nici o reparaţie de motor care să nu fie acoperit cu un lac de acoperire pigmentat;

— lacuri de acoperire pentru izolaţii flexibile. Aceste lacuri sînt folosite la obţinerea de izolaţii flexibile. În lucrarea [1] s-a arătat ce se înţelege prin izolaţie flexibilă. Acest tip de lacuri trebuie să aibă bune proprietăţi electrice şi mecanice, combinate cu o bună comportare la îndoirea la 180° şi apăsarea cu un cilindru cu un diametru de 50 mm şi o greutate de 2 000 g. După îndoire pelicula de polimer, aplicată pe un suport sau tub, nu trebuie să-şi reducă tensiunea de străpungere sau rezistenţa la tracţiune sub 50% din valoarea sa iniţială, determinată la temperatura camerei. Toate aceste tipuri de lacuri trebuie să confere peliculei polimere, uscată şi tratată timp de 24 de ore la o temperatură mai mare cu 50° decît cea a clasei, valori pentru proprietăţi mai mari cu 50% decît valoarea proprietăţilor sale specifice, determinate la temperatura camerei;

— lacuri de acoperire conductoare sau lacuri de emailare conductoare. Aceste tipuri de lacuri de acoperire sînt, în principiu, utilizate la acoperirea conductoarelor de cupru sau de aluminiu în scopul obţinerii de pelicule izolate.

În general, unui lac de acoperire pentru conductoare electrice i se cer următoarele condiţii:

— să aibă bune proprietăţi mecanice şi electrice combinate cu o bună termoplasticitate, atît în condiţii normale, cît şi după imersarea în uleiuri minerale sau sintetice;

— să nu aibă grupe libere reactive, care, în final, să poată reacţiona cu grupele libere, care ar putea fi prezente în polimerul lacului de impregnare, deci conductorul emailat trebuie să fie compatibil cu lacurile de impregnare;

— să aibă o bună aderenţă şi duritate, astfel încît, după aplicarea pe conductor, pelicula să nu se desfacă de pe conductor. Pentru unele tipuri de lacuri de emailare se cere să aibă bune proprietăţi la frecvenţe înalte, iar pentru altele şi rezistenţă la umiditate şi la agenţii chimici etc.;

— lacuri de acoperire cu proprietăţi conductoare. Aceste tipuri de lacuri sînt folosite, în special, pentru obţinerea pe pelicule conductoare, care sînt depuse pe materialele electroizolante. În general, aceste lacuri sînt pigmentate cu pulberi metalice conductoare cum sînt: argintul, alumintul, grafitul etc. De obicei,

pentru obținerea peliculei se folosesc polimeri cu o înaltă conductivitate electrică.

Aceste lacuri au multiple aplicații industriale în domeniul electrotehnic și electronic: ele sînt, de asemenea, folosite pentru pregătirea epruvetelor necesare determinării proprietăților electrice, cît și pentru obținerea de diferite circuite electrice și de pelicule conductoare, în fabricația de placate pentru circuite imprimate.

2. Lacuri de impregnare. În această grupă de produse sînt cuprinse atît lacurile destinate obținerii de suporturi pentru materiale stratificate, a umpluturilor pentru mase de presare. Cea mai importantă aplicație a lor, însă, este de a cementa bobinajele mașinilor și aparatelor electrice. Aceste lacuri pot fi clasificate în funcție de utilizarea lor finală, în 2 subgrupe:

— lacuri pentru impregnarea suporturilor pentru materiale stratificate și maselor de presare. Suporturile impregnate și uscate conduc în prezența temperaturii și presiunii la materiale electroizolante.

Aceste tipuri de lacuri trebuie să aibă o înaltă putere de pătrundere în scopul obțineri de bune proprietăți electrice mecanice și termice.

De asemenea, este necesar ca acestea să-și păstreze minimum 50% din valoare rezistenței sale inițiale, determinată la temperatura clasei de izolație, deoarece există pericolul alunecării penei făcută cu acest material. Totodată se cere ca lacul de impregnare să confere produsului finit bune proprietăți electrice, iar pentru alte tipuri cu destinație specială, folosite în aparatura de înaltă frecvență se cere ca produsele finite să aibă excelente pierderi dielectrice.

Pentru unele produse se cere rezistență la lumina solară, la frig, la agenți chimici, precum și o bună comportare la arcul electric, curenți de fugă, flacără etc. Polimerii epoxidici conferă produselor înalte proprietăți dielectrice și mecanice însă sînt destul de scumpi. S-au obținut în prezent produse cu proprietăți asemănătoare prin folosirea de polimeri fenoloformaldehidici modificați [2];

— lacuri de impregnare pentru motoare electrice. Aceste lacuri, după evaporarea solventului sau a apei, formează pelicule electroizolante, care au rolul de a cementa bobinajul electric, în scopul izolării și protejării împotriva vibrațiilor, la care sînt supuse în permanență motoarele electrice, în special acelea folosite pentru fabricația de mașini de tracțiune și locomotive electrice; de asemenea se impune ca aceste tipuri de lacuri de impregnare să fie rezistente la îmbătrînire și pelicula formată să nu se înmoaie, atît la temperatura de folosire a utilajului, cît și la suprasolicitări termice. Pentru anumite tipuri de lacuri de impregnare, în special acelea folosite pentru climate deosebite, se cere rezistență la flacără, la curenții de fugă, la microorganisme etc.

În tabelul 2 se prezintă principalele tipuri de lacuri de impregnare folosite atît la impregnarea de suporturi, cît și la cea de motoare electrice.

S-a menținut încă denumirea de „lac de impregnare" de la vechea utilizare, cînd aceste lacuri aveau rolul de a impregna și cementa firele de bumbac și de mătase, folosite la izolarea conductorilor electrici.

În general, nu există un lac de impregnare universal, care să satisfacă toate cerințele enunțate mai înainte. Din punct de vedere teoretic, lacurile pentru impregnarea motoarelor ar trebui să fie introduse în grupa de „lacuri adezive".

3. Lacuri de încleiere și adezivi. Aceste tipuri de lacuri servesc la lipirea de diferite suporturi

Tabelul 2

Nr. crt.	Tipul de polimer, principalul component al lacului de impregnare	Clasa de izolație termică a lacului de impregnare
	1. Lacuri de impregnare pentru suporturi de natură fibroasă	
1	Lacuri fenoloformaldehidice și fenoloformaldehidice modificate	E(120°); B(130°); F(155°)
2	Lacuri melaminoformaldehidice și melaminoformaldehidice modificate	E(120°); B(130°)
3	Lacuri epoxidice și epoxidice modificate	E(120°); B(130°); F(155°)
4	Lacuri poliesterice nesaturate	E(120°); B(130°); F(155°)
5	Lacuri silicoorganice, și silicoorganice modificate	F(155°); H(180°); C(220°)
6	Lacuri bismaleiimidice și poliimidice	H(180°); C(220°);
7	Alte tipuri de polimeri speciali	C(mai mare de 220°)
	2. Lacuri pentru impregnare motoare electrice	
1	Lacuri pe bază de rășini naturale și sau uleiuri vegetale	A(105°)
2	Lacuri pe bază de rășini alchidice modificate cu rășini fenoloformaldehidice, melaminoformaldehidice eterificate	E(120°); B(130°); F(155°)
3	Lacuri epoxidice și epoxidice modificate	E(120°); B(130°); F(155)°
4	Lacuri poliuretanice speciale	B(130°); F(155)°
5	Lacuri siliconice modificate cu alchidali	F(155°); H(180°)
6	Lacuri pe bază de polimeri siliconici.	H(180°); C(220°)
7	Lacuri pe bază de poliesteriimidă cu grad de imidizare înalt	H(180°); C (mai mare de 220°)

în scopul obținerii, în final, a izolanților electrici. În această grupă de produse sînt cuprinse următoarele tipuri de lacuri adezive:

— lacuri adezive sau de încleiere. Sub denumirea de „lacuri de încleiere" se înțeleg soluțiile sau adezivii care sînt compoziții polimere de poliadiție, în stare solidă sau lichidă, care, după aplicare pe obiectul de lipit, nu elimină nici o substanță volatilă. În general, în această grupă de produse sînt cuprinse produsele care se obțin prin una din reacțiile clasice. Atît lacurile de încleiere, cît și adezivii trebuie să aibe o flexibilitate corespunzătoare scopului final. Pentru unii adezivi, utilizați în fabricația de izolații flexibile combinate, se cere ca acestea să reziste la îndoirea la 180° și apăsarea cu un cilindru cu $Ø = 50$ mm și $G = 2\,000$ g, fără a se reduce sub 50% proprietățile lor, determinate la temperatura camerii.

Este necesar ca atît lacurile adezive, cît și adezivii să aibă o viscozitate cît mai redusă în scopul evitării difuziunii în suporturile de natură fibroasă, și care, în final, trebuie să aibă o înaltă putere de lipire. Lacurile adezive constitue lianții de bază în fabricația de izolații flexibile combinate cu sau fără mică. În tabelul 3 se face o clasificare a lacurilor adezive și a adezivilor în funcție de componentul principal.

Alte clasificări ale lacurilor electroizolante nu sînt însă utilizate pînă în prezent. Dintre acestea mai importantă este cea funcție de componentul principal (lacuri fenoloformaldehidice, lacuri epoxidice, lacuri siliconice etc.).

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele concluzii principale:

1. Lacurile electroizolante se pot clasifica în 3 mari grupe, în funcție de clasa de izolație a componentului principal:

a — lacuri de acoperire și protecție, cu aplicații în acoperirea și protecția suprafețelor metalice, obținerea izolațiilor flexibile combinate și pentru acoperirea sau emailarea conductorilor electrici;

b — lacuri de impregnare cu aplicații pentru motoare și diferite suporturi și umpluturi de natură organică și anorganică. Rolul lor este de a lega sau cementa straturi de diferite materiale, datorită adezivității și puterii de pătrundere excepționale;

c — lacuri adezive și adezivi, cu aplicații în fabricația de izolații flexibile combinate, cu sau fără mică, cu cupru etc. Rolul lor principal fiind acela de a lega suporturi de natură chimică diferită.

2. Pentru fiecare grupă de lacuri sînt date tipurile de polimer posibili și clasa de izolație a acestora.

3. Folosind clasificarea de mai sus s-a încercat o clasificare a lacurilor electroizolante fabricate și utilizate de ICME — București.

Tabelul 3

Nr. crt.	Tipul de polimer component principal al adezivului	Clasa de izolație termică a adezivului
	1. Lacuri adezive	
1	fenoloformaldeihidice plastificate cu elastomeri	E(120°); B(130°)
2	alchidice modificate și flexibilizate	A(105°); E(120°); B(130°)
3	epoxidice modificate și flexibilizate	,,
4	poliuretanice de diferite tipuri	,,
5	poliesterice saturate și nesaturate	,,
6	siliconice și siliconice modificate	F(155°); H(180°)
7	poliimidice ca atare sau modificate	H(180°); C(220°)
8	elastomeri siliconici	H(180°)
	2. Adezivi și compoziții adezive	
1	poliuretanici sub formă de lichide vîscoase	E(120°); B(130)
2	epoxidici solizi sau viscoși	E(120°); B(130°); F(155°)
3	poliesterici ca atare sau modificați	,,
4	elastomeri siliconici de viscozitate înaltă	F(155°); H(180°)
5	polimeri imidici ca atare sau modificați	H(180°); C(220°)

Anexa 1

Definiții referitoare la lacuri electroizolante, conform CEI 211

Punct coresp. CEI 211	Termen	Definiție conform CEI 211
211.05.31	Lac de acoperire	Lichid cu sau fără solvent, cu sau fără pigment sau colorant, care, după aplicarea unui tratament, să confere produsului o protecție sau să-i amelioreze aspectul.
211.05.34.1.	Lac de acoperire incolor	Lac fără pigment, care conferă o strălucire spectaculară după aplicare.
211.05.35.	Lac de acoperire cu uscare la aer	1. Lac de acoperire cu uscare rapidă fără coacere. 2. Lac de acoperire cu uscare rapidă care se întărește, în principiu, prin eliminarea solventului și, în general, fără coacere.
211.05.35.2.	Lac electroizolant de emailare	Lac de acoperire cu o formulare bine studiată, pentru izolarea conductorilor de bobinaj (conductori emailați).
211.04.18.	Compatibilitate	Aptitudinea a două sau mai multe materiale de a fi folosite împreună, fără modificarea nocivă a vreunuia din materiale.
211.05.54.	Lac conductor	Lacul care după solidificare are o conductivitate electrică suficientă pentru a permite o repartiție a solicitărilor electrice, pe suprafața pe care o acoperă.

Anexa 2

Clasificarea lacurilor electroizolante produse la ICME—Bucureşti în funcţie de scopul principal, de componentul principal, pe clase de izolaţie termică

Nr. crt.	Denunirea lacului electroizolant	Norma de produs	Clasa de izolaţie termică a lacului
	I. Lacuri de acoperire şi protecţie		
	1. Lacuri de acoperire şi protecţie suprafeţe metalice		
1	Lac de acoperire, C44 (462)	N.I.D. 649—57	A(105°); E(120°)
2	Lac de acoperire tole, C—21 (202)	N.I.D. 329—53	A(105°)
3	Lac de acoperire, AA 62M(SDV)	N.I.D. 2703—71	A(105°); E(120°)
4	Lac de acoperire, CA—61M (SPD)	N.I.D. 2703—73	B(130°)
5	Lac de acoperire, AA—67	N.I.D. 3230—72	B(130°)
	2. Lacuri de acoperire pentru izolaţii flexibile		
1	Lac de acoperire uleios, 401	NIP 25—77	A(105°)
2	Lac de acoperire, V—1122 (alchidic)	*	E(120°); B(130°)
3	Lac polinuflex (poliuretanic) **	NIS 74—79	E(120°); B(130°)
4	Lac de acoperire, LANTIF, C—72**	NIS 68—78	B(130°); F(155°)
5	Lac silicoorganic	*	H(180°)
6	Elastomer siliconic RTV.	*	H(180°)
	3. Lacuri de emailare pentru conductori electrici		
1	Lac de emailare poliesteric, CA—83	NID. 3655—74	B(130°); F(155°)
2	Lac de emailare poliesterimidic, CA—84	NID 3655—74	F(155°)
3	Lac de emailare poliesterimidic, CA—86	C.S. 16—78	H(180°)
4	Lac de emailare poliesterimidic, CA—89	NID 2212/1—82	H(180°)
	II. Lacuri de impregnare		
	1. Lacuri de impregnare suporturi pentru stratificate		
1	Lacuri fenoloformaldehidice		
	— lac fenoloformaldehidic, C—11—55 (IF)	NID 511—79	E(120°); B130°)
	— lac crezoloformaldehidic, C—12 γIK)	,,	,,
	— lac fenoloformaldehidic, C11—70 (IF—30)	NIS 33—77	,,
	— lac fenoloformaldehidic, C15—600**	NIS 33—77	,,
	— lac fenoloformaldehidic C—15—68 **	NIS 33—77	,,
	— lac fenoloformaldehidic, C—16—70	NIS 33—77	E(120°)
	— lac de preimpregnare	NIS 80—77	E(120°)
	2. Lacuri fenoloformaldehidice modificate		
	— Lac fenoloformaldehidic, C—94**	NIS 26—78	E(120°); B
	— Lac epoxido-fenoloformaldehidic, C—1	NIS 34—77	E(120°); B(130°)
	— Lac stirilofenoloformaldehidic**	NIS 54—77	E(120°); R(130°)
	3. Lacuri melaminoformaldehidice şi melaminice modificate C—91++		
	— Răşinl melaminoformaldehidică, apoasă C—92	RIS 26—78	E(120°); B(130°)
	— Răşină melaminoformaldehidică eterificată**	,,	,,
	— Răşină melaminoformaldehidică, C—91p	NIS 87—81	E(120°)
	— Lac melaminoformaldehic, C—93**	NIS 26—78,	E(120°); B(130°)
	4. Lacuri epoxidice şi epoxidice modificate		
	— Lac epoxidic DA—65**	NIS 104—77	F(155°)
	— Lac epoxidic flexibilizat, EMPOX	NIS 82—77	B(130°)
	— Lac poliesteric nesaturat, LBF	NIS 69—77	
	5. Lacuri de impregnare motoare		
1	Lac de impregnare, C—41 (447)	NID 332—53	A(105°)
2	Lac de impregnare, C—42 (458)	NID 330—53	A(105°)
3	Lac de impregnare, C—43 (460)	NID 331—53	A(105°)
4	Lac de impregnare, alchidic, C51—(1154)	NI 45—77	E(120°)
5	Lac de impregnare, alchidic modificat,	C51M 50 NID 1007—67	B(130°)
6	Lac de impregnare, poliesteric, C—82	NID 3008—71	F(6155°)
7	Lac de impregnare alchidic modificat, C56		,,
8	Lac de impregnare alchidic modificat, C—57		,,
	6. Lacuri de impregnare izolaţii flexibile combinate		
1	Lacuri epoxidice, E1...E5	NIS 62—76	B(130°, F(155°)
2	Lacuri poliuretanice, U1, U2	,,	,,
3	Lacuri siliconice, S2, S6	,,	H(180°)
4	Lac de impregnare, 441		A(105)
5	Lac gliceroftalic, 1350		E(120)
	III. Lacuri adezive şi adezivi		
1	Adeziv pentru izolaţii flexibile, Adenif**		E(120); B(130); F(155)
2	Adeziv pentru conductori electrici, Adenmar**E,		B(130); F(155)
	* produse import, ** realizate autor		

Bibliografie

[1] *Nicola Gr.* Copolimeri melaminofenoloformaldehidici pentru materiale stratificate. In. „Electrotehnica lectronica şi Automatica", volumul **32**, nr.3, 1984. 197.

[2] *Nicola Gr.* Polimeri pentru izolaţie flexibilă. In „Electrotehica, Electronica şi Automatica", volumul 32.

CZ 621.314.5 : 621.3.082 : 538.5

CONVERTOR STATIC DE MEDIE FRECVENȚĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE
MODELARE ANALITICĂ

Modelarea analitică a unui convertor static de medie frecvență cu compensare în paralel a sarcinii, prin relații intrare-stare-ieșire

MIRCEA CHINDRIȘ, SILVIU DARIE, TIBERIU COLOȘI, HORIA BĂLAN* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Utilizarea energiei electrice pentru topirea și încălzirea materialelor s-a impus tot mai mult în ultimii ani față de procedeele clasice de încălzire. Interesul principal în această evoluție s-a concentrat asupra încălzirii prin inducție, care prezintă o serie de avantaje față de alte metode [1] și constituie, în prezent, una din soluțiile cele mai eficiente pentru înlocuirea combustibililor fosili deficitari în contextul actualei crize energetice [2].

Procesul de încălzire prin inducție a materialelor, precum și parametrii instalațiilor sînt puternic influențați de frecvența de alimentare. În general, lucrările de specialitate indică sub formă tabelară sau nomografică domeniile optime ale frecvenței — figura 1 [2].

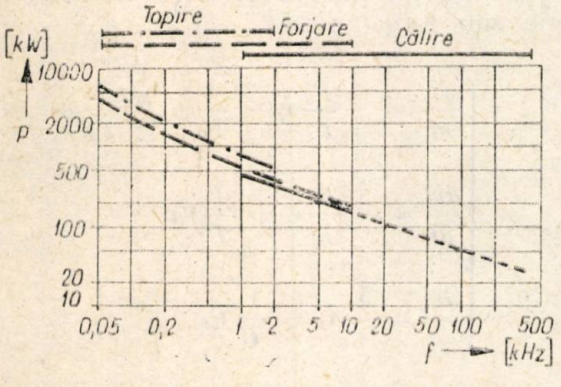


Fig. 1. Domenii de frecvență și putere pentru alimentarea instalațiilor electrotermice.

Se observă că domeniul 0,15—10 kHz are utilizări extrem de variate. Pentru obținerea acestor frecvențe, convertoarele statice cu tiristoare s-au impus în ultimul deceniu în fața convertizoarelor rotative prin cîteva avantaje comentate pe larg în literatura de specialitate [2, 3, 4].

Articolul de față constituie primul dintr-o serie de lucrări care tratează studiul sistemic al instalațiilor de încălzire prin inducție, alimentate de convertoare statice de medie frecvență.

* Ing. *Chindriș, M.*, dr. ing. *Darie*, S., dr. ing. *Coloși, T.*, ing. *Bălan, H.* — Institutul politehnic — Cluj-Napoca, Fac. de electrotehnică.

2. Prezentarea constructiv-funcțională a convertorului

Din multitudinea de scheme propuse, s-a impus cu autoritate convertorul cu circuit intermediar de curent continuu și invertor în punte monofazată, figura 2. Alegerea este justificată prin calitățile acestui tip de convertor, dintre care se amintește randamentul ridicat, frecvența de lucru (0,15—10 kHz), siguranța în funcționare și posibilitatea cuplării în paralel pe partea de medie frecvență a mai multor unități, astfel încît puterile de alimentare a instalațiilor inductive nu sînt practic limitate superior. Această ultimă proprietate este deosebit de avantajoasă, avînd în vedere puterile ridicate solicitate în unele aplicații ale electrotermiei.

După cum rezultă din figura 2, convertorul este format dintr-un redresor comandat, un circuit intermediar de curent continuu (inductiv) și un invertor monofazat în punte, care alimentează instalația de încălzire prin inducție reprezentată prin schema echivalentă R, L serie. Avînd în vedere caracterul puternic inductiv al sarcinii ($\cos\varphi \approx 0{,}1-0{,}3$) se asigură compensarea acesteia prin condensatorul C montat în paralele, astfel încît sarcina compensată formează un circuit oscilant R, L, C.

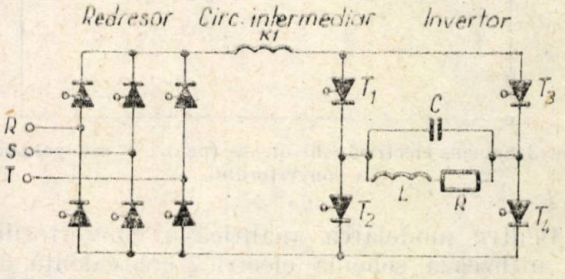


Fig. 2. Schema circuitului de forță pentru un convertor static de medie frecvență cu compensare paralel a sarcinii.

Puntea trifazată comandată și bobina k_1 din circuitul intermediar constituie o sursă de curent constant care alimentează puntea monofazată a invertorului. Prin comanda succesivă a brațelor (T_1, T_4 respectiv T_2, T_3) acesteia, circuitului oscilant de sarcină i se aplică un curent dreptunghiular (practic trapezoidal

datorită valorii finite a vitezei de creștere a curentului di/dt) cu polaritate periodic inversată, astfel încît tensiunea și curentul inductorului sînt sinusoidali. Presupunînd că tiristoarele $T1$ și $T4$ sînt în conducție, se aplică impulsuri de amorsare tiristoarelor $T2$ și $T3$ cu puțin timp înainte ca tensiunea de sarcină u_s să treacă prin zero. Intrarea în conducție a tiristoarelor $T2$, și $T3$ determină blocarea tiristoarelor $T1$, $T4$ care sînt polarizate invers de tensiunea de sarcină pînă la trecerea acesteia prin zero.

Necesitatea polarizării inverse a tiristoarelor care ies din conducție impune ca frecvența de comandă f_c să fie mai mare decît frecvența proprie f_0 a circuitului oscilant de sarcină. Se asigură în acest fel un defazaj capacitiv γ între curentul și tensiunea de ieșire a invertorului, așa încît să fie verificată relația :

$$t_i = \frac{\gamma}{\omega_c} = (1, 2 \ldots 2)\, t_q, \ [\mu s], \qquad (1)$$

în care :

t_i este timpul de polarizare inversă ;

t_q — timpul de dezamorsare a tiristoarelor din invertor.

Pentru comanda convertoarelor cu circuit oscilant paralel sînt necesare două mărimi de reglaj și anume : frecvența de comandă a invertorului, pentru a se asigura în orice moment respectarea relației (1), și unghiul de comandă al redresorului, avînd în vedere faptul că variația tensiunii de ieșire a redresorului reprezintă singura posibilitate de reglare a tensiunii (respectiv a puterii) pe sarcină.

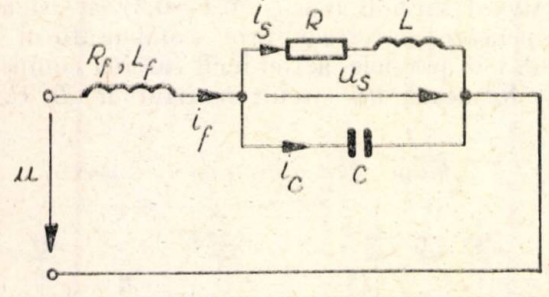


Fig. 3. Schema electrică echivalentă (pentru o semiperioadă) a convertorului.

Pentru modelarea analitică a convertorului se utilizează schema electrică echivalentă din figura 3, avînd în vedere următoarele ipoteze :

a — funcționarea invertorului este simetrică pe cele două semialternanțe ale tensiunii de ieșire ;

b — redresorul se înlocuiește cu o sursă ideală de tensiune u ;

c — tiristoarele sînt întreruptoare ideale ;

d — rezistența (R) și inductivitatea (L) sarcinii, respectiv rezistența (R_f) și inductivitatea (L_f) bobinei de filtrare sînt constante, urmînd ca variațiile lor în timpul procesului de încălzire să fie luate în considerație sub forma unor perturbații asupra tensiunii de sarcină ;

e — invertorul posedă un sistem de comandă propriu.

În baza acestor ipoteze se obține următorul sistem de ecuații diferențiale, care modelează analitic — într-o formă simplificată — convertorul static de frecvență [5] :

$$\begin{cases} u = R_f i_f + L_f \dfrac{di_f}{dt} + u_s & (2) \\ u_s = R \cdot i_s + L \dfrac{di_s}{dt} & (3) \\ i_c = C \dfrac{du_s}{dt} & (4) \\ i_f = i_c + i_s, & (5) \end{cases}$$

unde (2) și (3) reprezintă ecațiile de echilibru în tensiuni, iar i_s și i_c sînt curentul de sarcină, respectiv curentul prin condensatorul de compensare.

3. Stabilirea ecuațiilor matriceale de stare

Sistemul de ecuații (2)...(5) se mai poate scrie sub forma :

$$\begin{cases} \dfrac{di_f}{dt} = -\dfrac{R_f}{L_f} i_f - \dfrac{1}{L_f} u_s + \dfrac{1}{L_f} u & (6) \\ \dfrac{di_s}{dt} = -\dfrac{R}{L} i_s + \dfrac{1}{L} u_s & (7) \\ \dfrac{du_s}{dt} = \dfrac{1}{C} i_f - \dfrac{1}{C} i_s, & (8) \end{cases}$$

din care rezultă forma normală a vectorului de stare :

$$\mathbf{x}_N = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_s \\ u_s \end{bmatrix} \qquad (9)$$

și, implicit, ecuațiile intrare — stare — ieșire :

$$\dot{\mathbf{x}}_N = \mathbf{A}_N \cdot \mathbf{x}_N + \mathbf{B}_N \cdot u, \qquad (10)$$

$$y = \mathbf{C}_N \cdot \mathbf{x}_N . \qquad (11)$$

Ca urmare, se obțin :
matricea de stare :

$$\mathbf{A}_N(3\times3) = \begin{array}{|c|c|c|}\hline -\frac{R_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \hline 0 & -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ \hline \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \\ \hline \end{array}, \qquad (12)$$

matricea intrare — stare :

$$\mathbf{B}_N(3\times1) = \begin{array}{|c|}\hline \frac{1}{L_f} \\ \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline \end{array}, \qquad (13)$$

și matricea stare — ieșire :

$$\mathbf{C}_N(3\times1) = \begin{array}{|c|c|c|}\hline 0 & 0 & 1 \\ \hline \end{array}. \qquad (14)$$

Din (6)...(14) se poate întocmi schema-bloc de modelare prin variabile de stare în forma normală a convertorului static cu compensare paralel a sarcinii prezentată în figura 4.

Asociind grafuri acestei scheme-bloc se obține o formă intuitivă de reprezentare tensiune de alimentare — variabile de stare în formă normală — tensiune de sarcină, așa cum se ilustrează în figura 5.

Se constată existența unor reacții încrucișate destul de complexe între cele trei căi, datorită matricei de stare A_N, care evidențiază o serie de interacțiuni între toate variabilele de stare (patru elemente situate lateral față de

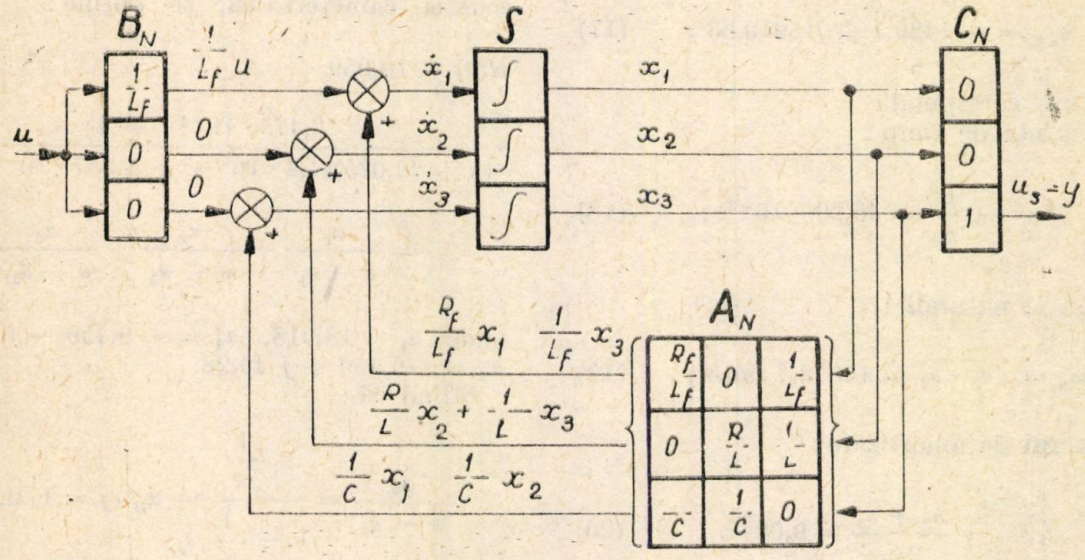


Fig. 4. Schema-bloc de modelare a convertorului prin variabile de stare în forma normală.

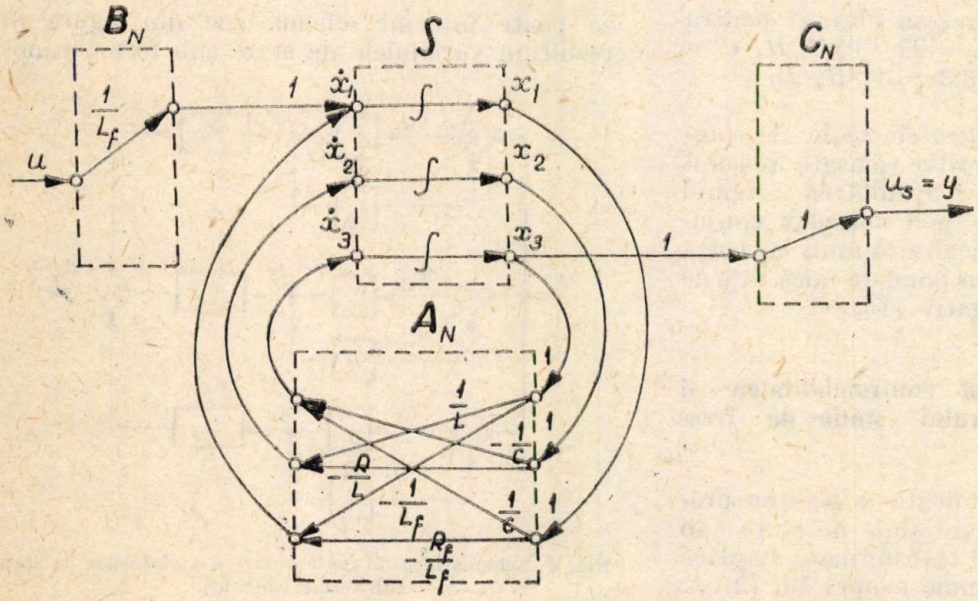


Fig. 5. Schema cu grafuri asociată ecuațiilor de stare în forma normală.

diagonala principală sînt nenule). Figura 5 permite o urmărire simplă a succesiunilor multiple între cauzele și efectele electrice care există în acest convertor.

4. Studiul stabilității convertorului static cu compensare paralel a sarcinii

Ecuația caracteristică, cu referire la relația (12):

$$\det(s\cdot\mathbf{1} - \mathbf{A}_N) = LL_fCs^3 + C(R_fL + RL_f)s^2 + \\ + (CRR_f + L + L_f)s + R + R_f = 0, \quad (15)$$

admite soluțiile:

$$s_1 = -22{,}075, \quad (16)$$

$$s_{2,3} = -1429{,}1 \pm j15010{,}85, \quad (17)$$

pentru care corespund:

— constanta de timp:

$$T = -\frac{1}{s_1} = 45{,}29 \cdot 10^{-3}\text{s}; \quad (18)$$

— pulsația naturală:

$$\omega_n = \sqrt{s_2 \cdot s_3} = 15078{,}7 \text{ rad/s}; \quad (19)$$

— factorul de amortizare:

$$\xi = -\frac{s_2 + s_3}{2\omega_n} = 0{,}0947. \quad (20)$$

Rezultatele de mai sus s-au obținut pentru [4] $R = 63{,}3 \cdot 10^{-3}\Omega$, $L = 22 \cdot 10^{-6}$ H, $C = 201{,}2 \cdot 10^{-6}$ F, $L_f = 3{,}3 \cdot 10^{-3}H$, $R_f = 10^{-2}\,\Omega$.

Deoarece toate componentele reale ale soluțiilor (16) și (17) sînt negative (plasate în semiplanul stîng al planului s) rezultă că sistemul este stabil. Perechea de poli complex conjugați $s_{2,3}$ din (17) fiind localizată mult la stînga axei imaginare, prezintă o pondere mică față de polul dominant real negativ (16).

5. Unele aspecte privind controlabilitatea și oservabilitatea convertorului static de frecvență

Pentru tratarea simplificată a acestor proprietăți se operează cu variabile de stare sub formă canonică. Aplicînd transformata Laplace pentru condiții inițiale nule asupra lui (2)... ...(5), după eliminarea $\mathfrak{L}(i_f)$, $\mathfrak{L}(i_s)$ și $\mathfrak{L}(i_c)$ se obține funcția de transfer tensiune de alimentare — tensiune de sarcină:

$$H(s) = \frac{\mathfrak{L}u_s}{\mathfrak{L}u} = \\ = \frac{sL + R}{LL_fCs^3 + C(R_fL + RL_f)s^2 + \\ + (CRR_f + L + L_f)s + R + R_f} = 0{,}863 \cdot \\ \cdot \frac{3{,}475 \cdot 10^{-4}s + 1}{1{,}99 \cdot 10^{-10}s^3 + 5{,}74 \cdot 10^{-7}s^2 + 4{,}53 \cdot 10^{-2}s + 1}. \quad (21)$$

Se poate observa corespondența ecuației caracteristice (15) cu expresia numitorului acestei funcții de transfer. Ca urmare, factorizînd ecuația caracteristică, se obține:

$$H(s) = 19{,}059 \cdot \\ \cdot \frac{3{,}475 \cdot 10^{-4} + 1}{(s + 22{,}075)(4{,}4 \cdot 10^{-9}s^2 + 1{,}257 \cdot 10^{-5}s + 1)} = \\ = \frac{\alpha_1}{s - s_1} + \frac{\alpha_2}{s - s_2} + \frac{\alpha_3}{s - s_3}, \quad (22)$$

unde $\alpha_1 = 18{,}918$, $\alpha_2 = -9{,}459 - j\ 49{,}28$, $\alpha_3 = -9{,}459 + j\ 49{,}28$.

Știind că:

$$\frac{\alpha_j}{s - s_j} = \frac{\frac{1}{s}}{1 - \frac{1}{s}s_j}\alpha_j, \ (j = 1, 2, 3), \quad (23)$$

se poate întocmi schema-bloc din figura 6, rezultînd variabilele de stare sub formă cano-

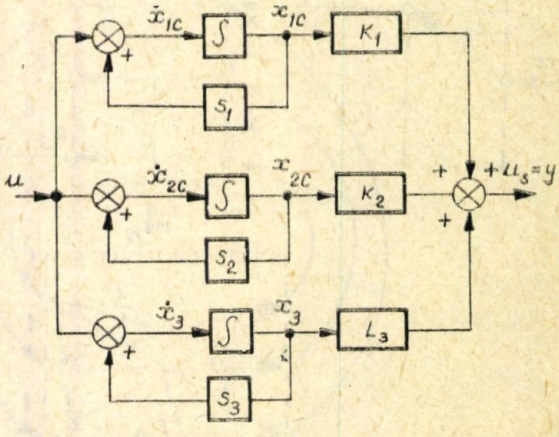


Fig. 6. Schema-bloc de reprezentare a variabilelor de stare sub formă canonică.

nică x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, iar prin însumarea ponderată a acestora, respectiv :

$$y = \alpha_1 x_{1c} + \alpha_2 x_{2c} + \alpha_3 x_{3c}, \qquad (24)$$

se obține mărimea de ieșire. Ca urmare, ecuațiile de stare sub forma canonică devin :

$$\begin{cases} \dot{x}_{1c} = s_1 x_{1c} + u & (25) \\ \dot{x}_{2c} = s_2 x_{2c} + u & (26) \\ \dot{x}_{3c} = s_3 x_{3c} + u, & (27) \end{cases}$$

care, împreună cu (24), conduc la forma canonică matriceală a ecuațiilor de stare :

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \cdot \mathbf{x}_c + \mathbf{B}_c \cdot u \qquad (28)$$

$$y = \mathbf{C}_c \cdot \mathbf{x}_c, \qquad (29)$$

unde :

— matricea de stare :

$$\mathbf{A}_c(3\times3) = \begin{array}{|c|c|c|} \hline s_1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & s_2 & 0 \\ \hline 0 & 0 & s_3 \\ \hline \end{array}, \qquad (30)$$

cu observația că s_1, s_2, s_3 corespund cu (16), respectiv (17) ;

— matricea intare — stare :

$$\mathbf{B}_c(3\times1) = \begin{array}{|c|} \hline 1 \\ \hline 1 \\ \hline 1 \\ \hline \end{array}; \qquad (31)$$

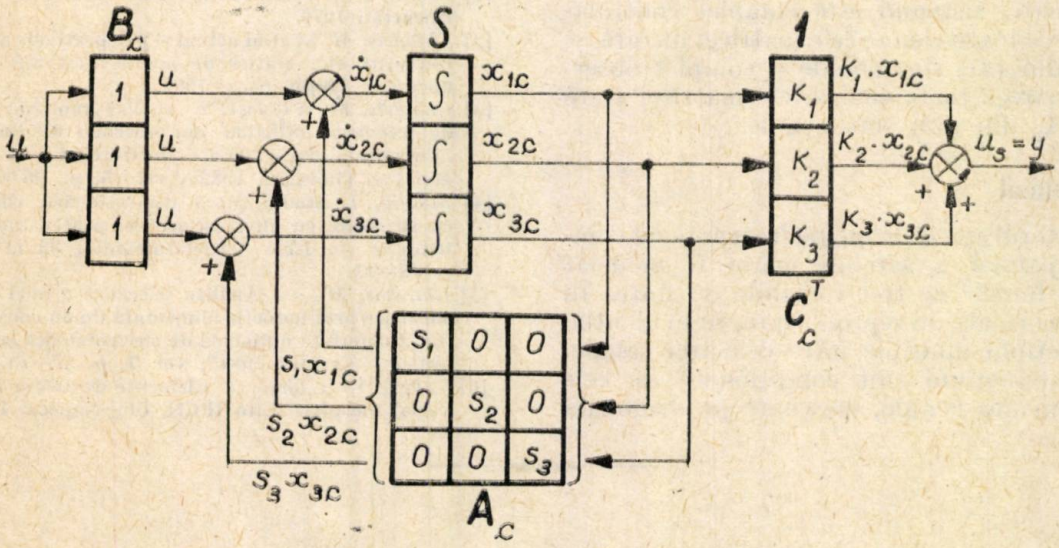


Fig. 7. Schema-bloc de modelare a convertorului prin variabile de stare în forma canonică.

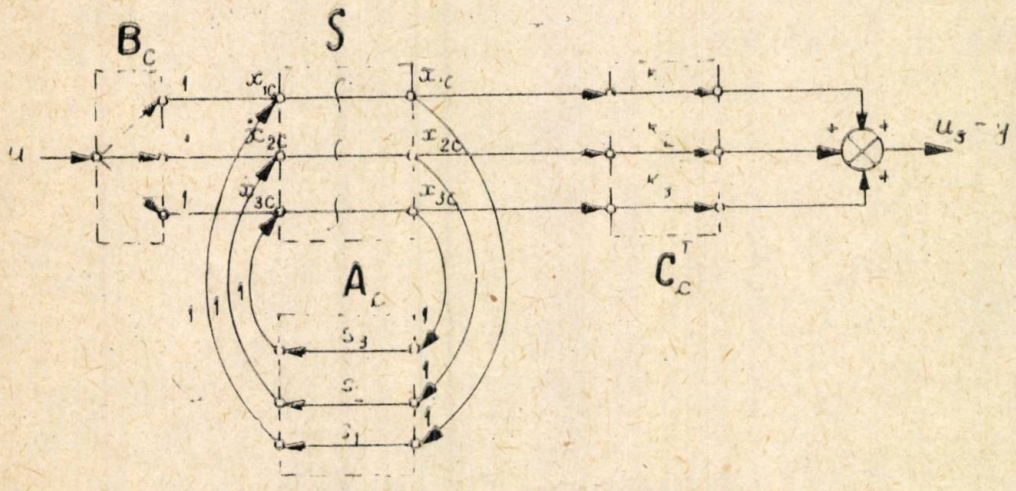


Fig. 8. Schema cu grafuri asociată ecuațiilor de stare în forma canonică.

— matricea stare — ieșire :

$$\mathbf{C}_c\,(1\times 3) = \left|\begin{array}{c|c|c} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \end{array}\right|. \qquad (32)$$

Semnalele de intrare, respectiv ieșire, în cazul formei canonice, sînt identice cu cele prezentate la forma normală a variabilelor de stare.

În figura 7 se prezintă schema-bloc, care corespunde reprezentării convertorului prin variabile de stare în forma canonică, iar în figura 8 se utilizează grafuri pentru același mod de reprezentare. Acoladele care încadrează matricea de stare $\mathbf{A}_N$ din figura 4 și matricea de stare $\mathbf{A}_c$ din figura 7 simbolizează intrările și ieșirile care se asociază acestor matrice.

Se observă că forma canonică de exprimare a variabilelor de stare elimină interacțiunile dintre canale, simplificînd atît structura modelului, inversarea matricei diagonale de stare $\mathbf{A}_c$ cît și studiul controlabilității și observabilității în comparație cu formele necanonice de modelare.

Ca urmare, sistemul este complet controlabil deoarece toate elementele matricei intrare — stare $\mathbf{B}_c$ din (31) sînt nenule și complet observabil, deoarece toate elementele matricei stare — ieșire $\mathbf{C}_c$ din (32) sînt nenule.

6. Concluzii

Convertorul static de medie frecvență cu compensare paralel a sarcinii poate fi modelat printr-un număr de trei variabile de stare. În varianta normală de reprezentare, se evidențiază interacțiuni multiple între cele trei canale. Aceste interacțiuni sînt condiționate de cele patru elemente nenule, nesituate pe diagonala principală a matricei de stare $\mathbf{A}_N$. Cum era de așteptat, forma canonică conduce la un sistem mai simplu, cu trei canale decuplate.

Stabilitatea sistemului convertor — sarcină s-a studiat în raport cu ecuația caracteristică de ordinul trei, ale cărei soluții (una reală și două complex conjugate) posedă componente reale negative.

Controlabilitatea și observabilitatea sistemului s-au studiat în raport cu tensiunea de sarcină u_s prin intermediul variabilelor de stare în formă canonică, rezultînd îndeplinirea completă a ambelor proprietăți.

Deci, convertorul static de medie frecvență cu compensare paralel a sarcinii reprezintă în ipotezele studiate un sistem stabil și nedegenerat. Cele trei variabile de stare în forma normală fiind măsurabile, permit includerea în condiții optime a sistemului în circuite de reglare automată.

Bibliografie

[1] *Comșa, D.* și *Pantelimon, Lucia.* Electrotermie. E.D.P., București, 1979.

[2] *Chindriș, M.* Stadiul actual și perspectivele de utilizare a convertoarelor statice de medie frecvență. Referat de doctorat. Cluj-Napoca, 1981.

[3] *Chindriș, M.* și *Coloși, T.* Analiza unui convertor static de frecvență utilizînd un procedeu de liniarizare. În „Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică — Timișoara 1982", vol. 5, p. 25—34.

[4] *Székely, I.* Studiu supra dimensionării convertoarelor cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducție. In EEA — Electrotehnica, **32** (1984), nr. 2, p. 48—53.

[5] *Chindriș, M.*, ș.a. Analiza sistemică a unei instalații de încălzire prin inducție alimentată de un convertor static. In „Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică — Craiova 1984", vol. 7, p. 67—72.

[6] *Coloși, T.* și *Ignat, I.* Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat. Lito IPCN, Cluj-Napoca. 1981.

CZ 621.316 : 621.313.047

AUTOMATE FINITE
CIRCUITE DE COMUTAȚIE

Marcarea simbolică a circuitelor de comutație

NICOLAI REUS, DANIELA REUS* — IAȘI

Introducere

În lucrarea [1] s-a arătat posibilitatea de a cuprinde funcțiile unui circuit de comutație (automat finit) printr-un „simbol de marcare". Una dintre posibilități exprimă forma canonică disjunctivă a expresiei logice aferente uneia sau mai multor variabile de ieșire ale circuitului. Astfel, pentru un circuit de comutație cu n intrări și o singură ieșire, simbolul de marcare este :

$$Y = \bigcup_{(n_j,\ldots,n_k),}^{u_n \ldots u_0} \qquad (1)$$

unde : $u_n \ldots u_0$, este șirul ordonat al variabilelor de intrare iar : $n_j \ldots, n_k$, „numerele de stare", care exprimă în codul octal, combinațiile valorilor binare ale acestor variabile pentru : $Y = 1$. Ne referim la un circuit de comutație complet definit, care nu are stări indiferente.

În prezenta lucrare se propune o formă și mai concentrată a acestui simbol, exprimată printr-un număr octal, valabilă în general, pentru un circuit de comutație complet definit, care să reprezinte o „marcă" particulară, unică, a circuitului. Prin decodificarea acestei „mărci", posibilă și mental, se pot deduce proprietățile acestui circuit unic.

Se vor distinge, deci, două probleme : „marcarea" circuitului de comutație dat și „demarcarea" lui, adică obținerea informațiilor utile asupra proprietăților lui, plecînd de la „marcă".

1. Marcarea circuitelor de comutație

Se admite că proprietățile circuitului de comutație sînt date sub forma „tabelului de adevăr" sau, pentru circuitele secvențiale, sub forma diagramelor temporale sau a organigramelor. După cum s-a arătat în [1, 2 și 3], întotdeauna se poate deduce forma (1) a simbolului de marcare aferent unui circuit de comutație.

Se vor comenta circuitele de comutație cu maximum 4 variabile de intrare. Există : $2^{2^4} - 2 = 65.534$ circuite distincte în varianta combinațională și secvențială. Pentru un număr mai mare de variabile de intrare, cifra devine astronomică și marcajul devine nepractic.

Pentru acest caz se vor grupa numerele de stare în două grupe ponderate. Astfel, grupa ponderată de ordin „o" cuprinde numai numerele de stare care se pot exprima prin primii 3 biți ai combinației de intrare și cea de ordin „1", cuprinde numerele de stare exprimate folosind și bitul următor.

Localizînd fiecare număr de stare din (1) în tabelul 1, se determină, pentru fiecare grupă ponderată, „numerele de marcă" aferente. Suma acestora, pentru fiecare grupă ponderată, reprezintă un număr octal specific circuitului de comutație. Scriind aceste numere, separate printr-un punct, în ordinea ponderată de la dreapta la stînga, se obține „marca" specifică circuitului de comutație dat.

Tabelul 1

Nr. stare cu 4 biți gr „1"	Nr. stare cu 3 biți gr „0"	Nr. de marcă
10	0	1
11	1	2
12	2	4
13	3	10
14	4	20
15	5	40
16	6	100
17	7	200

În cazul circuitelor secvențiale, în stînga mărcii, într-o paranteză, se va arăta cîte dintre variabilele primare sînt variabile de stare internă și tipul circuitului de comutație printr-un indice inferior : a-asincron, s-sincron. Ca regulă, variabilele secundare, de stare internă, atașate unora dintre variabilele de ieșire, vor fi poziționate în stînga șirului variabilelor de intrare.

Dacă circuitul are mai multe variabile de ieșire, fiecare dintre acestea va avea marca sa.

În cazul structurilor integrate, care cuprind pe aceeași capsulă mai multe circuite de același tip, marca circuitului se înmulțește cu numărul de circuite existent pe capsulă.

Exemplele date mai jos vor confirma această posibilitate de „marcaj" al circuitelor de comutație și utilitatea acestuia.

Circuitul combinațional NAND, cu două intrări, de pe capsula CDB—400, are simbolul de marcare :

$$Y = \bigcup_{(0\,;1\,;2).}^{BA}$$

Folosind tabelul 1, se va deduce „marca" lui astfel :

$$Y \to 1 + 2 + 4 = 7.$$

Capsula integrată CDB—400 va putea fi marcată prin : 4×7. Codul octal prezintă avantajul reperării ușoare a biților care corespund diverselor variabile de intrare. Astfel, chiar

* Prof. dr. ing. *Reus, N.* — Inst. politehnic — Iași; ing. *Reus, D.* — I.I.R.U.C. — Iași.

mental, se poate deduce prezența numerelor de stare : 0 ; 1 și 2 în „marca" 7.

Sumatorul binar complet de 2 biți are simbolul de marcare :

$$Y = \bigcup_{\substack{C_0AB \\ S = 1 : (1;\ 2;\ 4;\ 7) \\ C_1 = 1 : (3;\ 5;\ 6;\ 7),}}$$

unde : S — reprezintă suma, C_0 și C_1 transferul de la rangul anterior și transferul către rangul următor, iar A și B, cei doi biți sumați.

„Mărcile" celor două ieșiri se deduc astfel :

$$S \rightarrow 2 + 4 + 20 + 200 = 226$$

$$C_1 \rightarrow 10 + 40 + 100 + 200 = 350,$$

ele putîndu-se reprezenta în scheme ca cea din figura 1a.

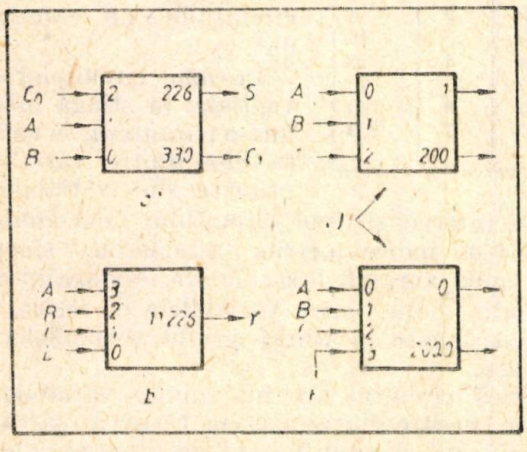


Fig. 1. a—Sumator de 2 biți ; b—sumator de 4 biți ; c—codificator și DMUX de 3 biți.

Sumatorul modulo 2 de 4 biți are simbolul de marcare :

$$Y = A \oplus B \oplus C \oplus D = \bigcup_{(1;\ 2;\ 4;\ 7;\ 10;\ 13)}^{A \cdot BCD}.$$

El va avea „marca" :

$$Y \rightarrow (10;\ 13)\ .\ (1;\ 2;\ 4;\ 7) \rightarrow$$

$$\rightarrow (1 + 10)\ .\ (2 + 4 + 20 + 200) \rightarrow 11.226,$$

putîndu-se reprezenta prin schema dată în figura 1b.

Poarta NRND cu 4 intrări de pe capsula integrată CDB—420 are următorul simbol de marcare, dedus folosind unele transformări [1] și [3] :

$$\overline{Y} = \bigcup_{(17)}^{A \cdot BCD}, \text{ sau : } Y = \bigcup_{\overline{(17)}}^{A \cdot BCD} =$$

$$= \bigcup_{(0 \div 7;\ 10 \div 16).}^{A \cdot BCD}$$

Ea corespunde „mărcii" :

$$Y \rightarrow 177.377.$$

Folosind „mărci" pentru ieșiri, codificatorul de 3 biți și demultiplexorul de 3 biți se vor putea reprezenta, ca în figura 1 c. Această reprezentare oferă și toate informațiile asupra proprietăților circuitelor, nemaifiind necesar catalogul.

Se observă că marcajul unui circuit combinațional aduce reale foloase cînd ieșirile acestuia reprezintă funcții logice complexe, cum este cazul circuitelor care nu s-au integrat pînă în prezent. În astfel de cazuri „marca" furnizează toate informațiile care permit implementarea lui în diverse variante posibile, în particular folosind o memorie ROM, ca în figura 2. Aceasta se înscrie cu „dicționarul" : cuvinte de intrare-cuvinte de ieșire, furnizat de informațiile cuprinse de „mărcile" ieșirilor.

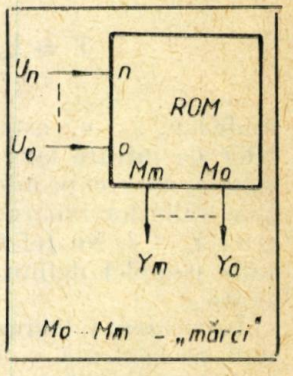


Fig. 2. Circuit combinațional.

Circuitele secvențiale asincrone, reprezentate de cele două variante de memorii binare „RS", sînt date prin simbolurile de marcare :

$$Y_1 = \bigcup_{(2;4;6)}^{ySR} \text{ și : } Y_2 = \bigcup_{(2;\ 3;\ 4;\ 6;\ 7)}^{ySR},$$

Ele corespund „mărcilor" :

$$Y_1 \rightarrow (1_a)\ 124 \text{ și : } Y_2 \rightarrow (1_a)\ 334,$$

putîndu-se reprezenta ca în figura 3a.

Circuitul secvențial asincron indicator al sensului de rotație al unui motor corespunde simbolului de marcare :

$$Y = \bigcup_{(1;\ 5;\ 6;\ 7)}^{yu_1u_0},$$

unde : u_1, u_0 sînt variabile primare formate prin rotația unui disc codat binar, fixat pe axul motorului. El corespunde „mărcii" :

$$Y \rightarrow (1_a)342$$

și se poate reprezenta ca în figura 3b.

Circuitul secvențial sincron numărător de 7, cu blocare la al 7-lea impuls, are simbolul de marcare :

$$F(A,B,C) = \bigcup_{\substack{A=1:(3;\ 4;\ 5;\ 6;\ 7)\\ B=1:(1;\ 2;\ 5;\ 6;\ 7)\\ C=1:(0;\ 2;\ 4;\ 6;\ 7)}}^{abc}$$

Ea va avea deci „marca" :

$$Y \rightarrow (1_s)\ 367.240,$$

putîndu-se reprezenta ca în figura 3d.

2. Demarcarea circuitelor de comutație „marcate"

Știind „marca" unui circuit de comutație se poate deduce din aceasta principalele sale

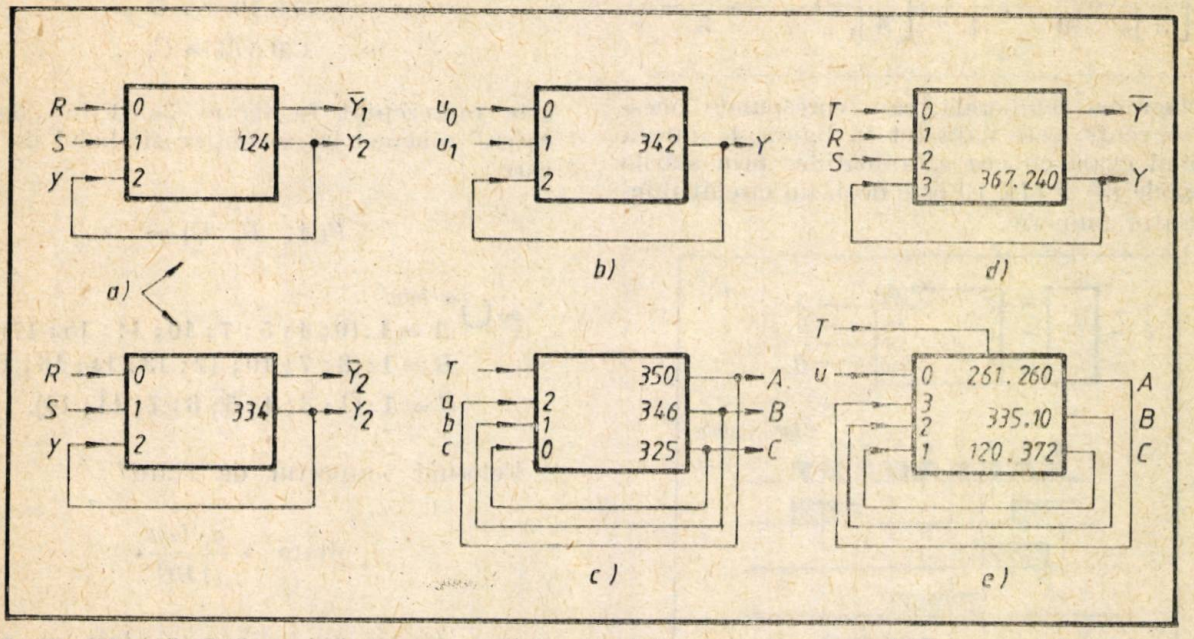


Fig. 3 a. Memorii „RS"; b—indicator sens rotație; c—numărător de 7; d—memorie RST; e—numărător Johnson.

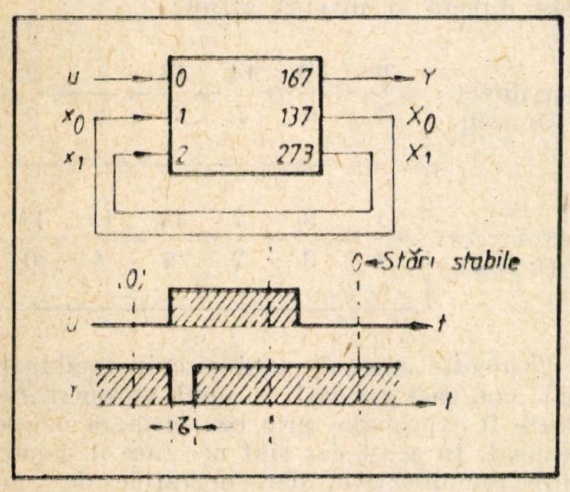


Fig. 4. Integrator numeric.

El poate fi „marcat" astfel :

$$F(A,\ B,\ C) \rightarrow (3_s)\ \begin{matrix}350 \rightarrow A\\ 346 \rightarrow B\\ 325 \rightarrow C\end{matrix}$$

și reprezentat așa ca în figura 3c.

Memoria RST are simbolul de marcare :

$$Y = \bigcup_{1:(5;\ 7;\ 10;\ 11;\ 12;\ 14;\ 15;\ 16;\ 17)}^{y \cdot SRT}$$

proprietăți. Procesul „demarcării" este invers celui de „marcare". Exemplele următoare vor confirma această posibilitate.

Circuitul cu „marca" 10, este un circuit combinațional avînd simbolul de marcare :

$$Y = \bigcup_{(3)}^{u_1 u_0} = u_1 u_0,$$

el efectuează operația logică *SI*. Intrucît numărul de stare (3) se exprimă prin doi biți, circuitul are numai două variabile de intrare.

Prin demarcarea circuitului reprezentat în figura 4 se deduce simbolul de marcare :

$$F(Y, X_0, X_1) = \bigcup_{\substack{Y=1:(0;\ 1;\ 2;\ 4;\ 5;\ 6)\\ X_0=1:(0;\ 1;\ 2;\ 3;\ 4;\ 6)\\ X_1=1:(0;\ 1;\ 3;\ 4;\ 5;\ 7)}}^{x_1 x_0 u}$$

El corespunde „mărcii" :

$$F(Y,\ X_0,\ X_1) \rightarrow (2_a)\ \begin{matrix}167 \rightarrow Y\\ 137 \rightarrow X_0\\ 273 \rightarrow X_1\end{matrix}.$$

Secvența de lucru a lui este descrisă simbolic prin succesiunea stărilor date de „raportul de stare" [1] și [3]:

$$\text{Stare} \rightarrow \frac{x_1 x_0 u}{\bar{X}_1 X_0 Y}.$$

În cazul nostru ea se scrie astfel:

$$\rightarrow \left[\frac{2}{3}\right]_0 \xrightarrow{u=1} \frac{3}{6} \xrightarrow{x_1=1} \frac{7}{4} \xrightarrow{x_0=0} \left[\frac{5}{5}\right]_1 \xrightarrow{u=0} \frac{4}{7} \xrightarrow{x_0=1} \frac{6}{3} \xrightarrow{x_1=0} \bullet$$

Diagrama temporală, care corespunde acestei secvențe, este dată tot în figura 4, durata τ fiind egală cu cea a tranzițiilor prin stările instabile (3) și (7). El este deci, un circuit diferențiator numeric.

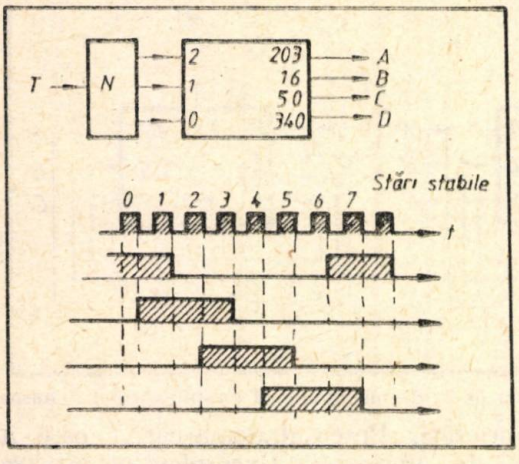


Fig. 5. Comandă motor „pas cu pas".

Atunci cînd circuitul are multe ieșiri este preferabil să se dea schema sa „marcată". Drept exemplu se consideră circuitul dat în figura 5, comandat de un numărător sincron de 3 biți. Prin „demarcarea" lui se obține simbolul de marcare:

$$F(A, B, C, D) =$$

$$= \bigcup^{x_2 x_1 x_0} A=1:(0;1;7;)\ B=1:(1;2;3)$$
$$C=1:(3;4;5);\ D=1:(5;6;7).$$

Secvența de lucru a acestui circuit este redată simbolic prin succesiunea stărilor descrise prin „raportul de stare":

$$\text{Stare} \rightarrow \frac{x_2 x_1 x_0}{D \cdot CBA}:$$

Ea se scrie astfel:

$$\rightarrow \frac{0}{1} \rightarrow \frac{1}{3} \rightarrow \frac{2}{2} \rightarrow \frac{3}{6} \rightarrow \frac{4}{4} \rightarrow \frac{5}{14} \rightarrow \frac{6}{10} \rightarrow \frac{7}{11} \rightarrow \bullet$$

Succesiunea acestor stări se deduce folosind informațiile furnizate de simbolul de marcare. Diagrama temporală, care corespunde acestei secvențe, dată în figura 5, arată că circuitul poate fi folosit la comanda unui motor „pas cu pas" cu 4 faze.

Numărătorul Johnson modulo 6, cu „marca":

$$(3_8)\ 261.260 \rightarrow A$$
$$335.10 \rightarrow B$$
$$120.372 \rightarrow C,$$

este reprezentat în figura 3e. Prin „demarcarea" schemei lui se obține simbolul de marcare:

$$F(A,\ B,\ C) =$$

$$= \bigcup^{a \cdot bcu} A=1:(0;4;5;7;10;14;15;17)$$
$$B=1:(3;7;10;12;13;14;16;17)$$
$$C=1:(1;3;4;5;6;7;14;16).$$

Folosind „raportul de stare":

$$\text{Stare} \rightarrow \frac{a \cdot bcu}{ABC},$$

se pot descrie simbolic secvențele de numărare directă și inversă astfel:

$$\text{sens direct: } (u=0) \quad \rightarrow \frac{0}{4} \rightarrow \frac{10}{6} \rightarrow \frac{14}{7} \rightarrow \frac{16}{3} \rightarrow \frac{6}{1} \rightarrow \frac{2}{0} \rightarrow,$$

$$\text{sens invers: } (u=1) \quad \rightarrow \frac{1}{1} \rightarrow \frac{3}{3} \rightarrow \frac{7}{7} \rightarrow \frac{17}{6} \rightarrow \frac{15}{4} \rightarrow \frac{11}{0} \rightarrow.$$

Evident, „marca" unui circuit combinațional, sau, mai general, a unui automat finit, poate fi exprimată, prin conversie, și în codul zecimal. În acest caz sînt necesare mai puține cifre semnificative, dar, operațiile de „marcare" și „demarcare" devin mai laborioase.

De asemenea, sistemul de „marcare" propus poate fi extins, prin recurență, la un număr mai mare de variabile de intrare, folosind în acest scop relația de reducere [1] și [3]:

$$\bigcup_{(\ldots)}^{u_n \ldots u_0} = u_n \bigcup_{(\ldots)}^{u_{n-1} \ldots u_0} + \bar{u}_n \bigcup_{(\ldots)}^{u_{n-1}}.$$

În acest caz, „marca" fiind formată din prea multe cifre semnificative, devine nepractică.

Numărul de ieşiri ale circuitului de comutaţie corespunde cu numărul de „mărci" necesare selectării lui. Acest număr nu este limitat.

6. Concluzii

Un circuit de comutaţie, combinaţional sau secvenţial, cu maximum 4 variabile de intrare poate fi „marcat" folosind maximum 6 cifre octale. „Marca" permite selectarea circuitului dintre cele 65.534 circuite posibile, în variantele combinaţională şi secvenţială.

Prin „demarcarea" circuitului se obţin proprietăţile principale ale lui.

Reprezentarea grafică a circuitului printr-un dreptunghi „marcat" permite structurarea simplă a unor circuite complexe şi creşte volumul informaţional al schemei reprezentative.

Cînd complexitatea circuitului justifică folosirea unui ROM pentru implementarea lui, acesta poate fi înscris folosind informaţiile culese din „marcă". În cazuri mai simple „marca" furnizează informaţiile necesare implementării circuitului într-o structură „minimală" cu porţi logice TTL şi bistabili asincroni sau sincroni. În acest scop se recomandă folosirea metodei simbolice de minimizare [1] şi [3].

Bibliografie

[1] *Reus N.* Tratarea simbolică a schemelor de comutaţie. Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.

[2] *Poşa C.* şi *Reus N.* Une analyse des circuits integrés digitals par la méthode symbolique., Bul. Inst. Polit. Iaşi., f. 1—4., t. XXX (XXXIV)., p. 51—56., 1984.

[3] *Huţanu C.* Circuite logice şi comenzi secvenţiale. Ed. Junimea Iaşi, 1983.

CZ 621.372.543 : 621.318.7

FILTRE ELECTRICE
ECHIPAMENTE DE COMPENSARE

Cîteva consideraţii cu privire la optimizarea dimensionării capacităţilor filtrelor absorbante de armonici superioare

EMANOIL COCOŞ * — CONSTANŢA

1. Generalităţi cu privire la dimensionarea filtrelor absorbante (FA)

În instalaţiile electroenergetice funcţionînd în regim deformant, compensarea statică a puterii reactive nu se poate concepe, în prezent, fără amenajarea bateriilor de condensatoare ca filtre de armonici [1, 2, 3, 4]. Utilizarea filtrelor absorbante de armonici constituie, totodată, cea mai eficientă metodă de compensare a regimului deformant.

Există filtre trece-bandă (FATB), ale căror trepte lasă să treacă prin ele (scurtcircuitează sau şuntează) un număr de 1—3 armonici superioare şi filtre absorbante trece-sus (FATS), care se comportă similar faţă de toate armonicile superioare unui anumit ordin. Cele mai frecvent utilizate sînt FATB, singure sau în combinaţie cu FATS.

În dimensionarea FATB se pot enunţa următoarele etape principale [1, 4, 5, 6, 7]:

1 — dimensionarea capacităţilor treptelor de filtre;

2 — calcularea inductanţelor, folosind condiţia de rezonanţă pentru fiecare circuit rezonant serie (CRS) în parte;

3 — verificarea formării circuitelor rezonante parazite;

4 — calcularea solicitărilor de regim ale elementelor FA;

5 — predeterminarea indicatorilor regimului deformant la bara de racord, cu FA în funcţiune.

Cea mai importantă etapă, sub aspect economic, o reprezintă, evident, dimensionarea capacităţilor treptelor de filtrare.

Alegerea şi verificarea elementelor componente ale FA urmează după parcurgerea etapelor sus-menţionate.

2. Elemente privind dimensionarea capacităţilor FA

2.1. Principalele criterii de dimensionare. Condiţii generale

În literatura de specialitate [1, 4, 6, 7] se menţionează diferite criterii în vederea dimensionării optimale a capacităţilor, fază — cheie în proiectarea FA:

A — costul ansamblului elementelor FA să fie minim;

B — puterea instalată în condensatoare să fie minimă;

* Ing. *Cocoş Em.* GPL—MEE—Fil. Constanţa.

C — volumul condensatoarelor să fie minim;
D — tensiunile aplicate capacităţilor fiecărei trepte de filtrare să fie egale;
E — pierderile volumice suplimentare pe armonici, în condensatoare, să fie egale.

De regulă, criteriul (A) se aplică atunci cînd se impune valoarea puterii reactive necesar a fi compensată [7, 8]. Metodologia este anevoioasă, astfel încît nu se practică în mod curent [1].

Criteriul (C) se bazează pe constatarea că, dintre elemente FA, condensatoarele sînt cele mai scumpe [1, 6, 7], iar costul unui condensator depinde mai ales de dielectric, deci de volumul condensatorului. În forma în care va fi prezentată, metodologia de aplicare a acestui criteriu poate fi considerată originală.

Criteriul (B) porneşte de la aceleaşi premise cu criteriul (C), însă transpune principiul volumului minim al condensatoarelor în cel al puterii reactive instalate în condensatoare, minime. După cum se va vedea, în regim deformant aceste principii nu mai sînt echivalente. Criteriul (B) se aplică cel mai frecvent, pînă în prezent, deoarece este compatibil cu orice condiţii impuse puterii reactive produse şi conduce la soluţii relativ apropiate de optimumul economic; totodată, aplicarea criteriului (B) este considerabil mai comodă decît a criteriului (A).

Criteriile (D) şi (E) sînt indicate în [4] pentru cazul compensatoarelor rapide de putere reactivă însă nu garantează obţinerea unor soluţii optime economic.

În elaborarea şi aplicarea metodologiilor de dimensionare a capacităţilor FA, bazate pe primele trei criterii, se adoptă în mod curent cîteva ipoteze simplificatoare [1], [6]:

— valorile armonicilor de curent absorbite de consumatorul deformant (CD) se cunosc (date teoretice, de calcul sau obţinute statistic), fie că depind sau nu de schema şi regimul reţelei. De asemenea, se cunoaşte sau se poate predetermina contribuţia reţelei în curenţi armonici;

— valoarea tensiunii pe fundamentală la bara de racord a FA, în regim normal de exploatare, este egală cu U_N (tensiunea nominală a instalaţiei respective). Această aproximare nu afectează precizia necesară calculelor practice însă înlesneşte folosirea multor formule;

— se face abstracţie (în etapa dimensionării capacităţilor FA) de existenţa rezistenţelor de pierderi din componenţa braţelor FA. Ipoteza simplifică mult expresiile matematice obţinute, fără a afecta, practic, precizia calculelor;

— fiecare element de filtrare este parcurs de numai doi curenţi: componenta fundamentală, I_{1m} şi componenta I_{em}, echivalentă cu toţi curenţii armonicilor superioare care străbat elementul respectiv, acordat pe armonica $m(CRS_m)$:

$$I_{em} = \alpha_m \cdot I_{mm}, \tag{1}$$

în care α_m este un coeficient supraunitar, iar I_{mm} — curentul total de armonică m, filtrat de CRS_m; acest curent este compus din:

I_{mmd} — curentul generat pe armonica m de CD;

I_{mms} — contribuţia sistemului în curent de armonică m.

Prin urmare:

$$\underline{I}_{mm} = \underline{I}_{mmd} + \underline{I}_{mms}. \tag{2}$$

În final, CRS_m va fi parcurs de un curent total I_m:

$$I_m = (I_{1m}^2 + I_{em}^2)^{1/2} = (I_{1m}^2 + \alpha_m^2 I_{mm}^2)^{1/2}. \tag{3}$$

La dimensionarea elementelor FA trebuie, evident, cunoscuţi coeficienţii α_m ai treptelor de filtrare (date statistice). Aceşti coeficienţi echivalează şi substituie încărcarea fiecărei trepte acordate (CRS) cu curenţi de alte frecvenţe, prin majorarea corespunzătoare a valorilor curenţilor filtraţi pe armonicile de acord respective.

Problema dimensionării optimale a capacităţilor unui filtru nu se pune în toate cazurile practice. Spre exemplu, atunci cînd o baterie de condensatoare trebuie amenajată cu filtru absorbant pe o singură treaptă acordată pe armonica m, optimizarea capacităţii CRS_m astfel format nu mai are sens, atîta timp cît se impune valoarea puterii reactive ce trebuie furnizată pe fundamentală, Q_{1m}, sau capacitatea bateriei — ceea ce înseamnă acelaşi lucru.

În figura 1 (a şi b) se reprezintă schema echivalentă simplificată, pe o fază, a treptei m din componenţa unui FATB şi diagrama fazorială a curentului şi tensiunilor pe armonica 1 (fundamentală).

Curentul (capacitiv) de armonică 1 absorbit de filtru va avea valoarea:

$$I_{1m} = \lambda_{1m} U_N C_m \omega_1, \tag{4}$$

în care λ_{1m} este coeficientul de creştere a tensiunii pe fundamentală, la bornele capacităţii C_m, în funcţie de ordinul armonicii filtrate (coeficient de supratensiune) [8]:

$$\lambda_{1m} = \frac{U_{1C_m}}{U_1} = \frac{m^2}{m^2 - 1}. \tag{5}$$

Puterea reactivă produsă de C_m pe fundamentală va fi:

$$Q_{1C_m} = \lambda_{1m}^2 U_N^2 C_m \omega_1, \tag{6}$$

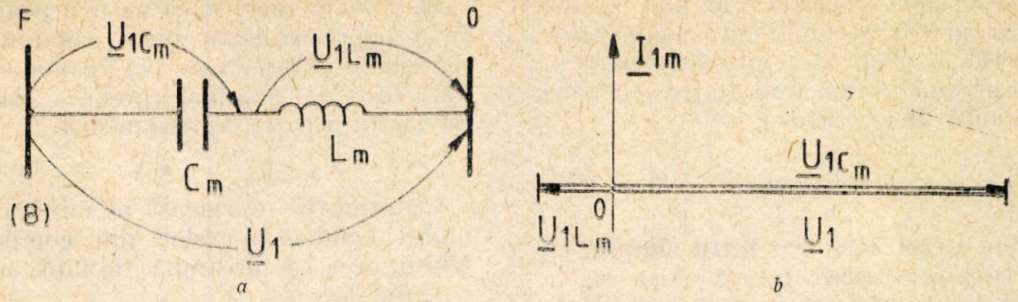


Fig. 1. a. Schema echivalentă monofilară a unei trepte de filtrare pe armonica m; b — diagrama fazorială pe armonica 1.

iar cea furnizată de CRS_m reţelei :

$$Q_{1m} = \lambda_{1m} U_N^2 C_m \omega_1. \tag{7}$$

Rezultă simplu că, dacă Q_{1m} se impune, valoarea C_m va fi implicit impusă :

$$C_m = \frac{Q_{1m}}{\lambda_{1m} U_N^2 \omega_1}. \tag{8}$$

2.2. Scurtă prezentare a criteriului puterii minime instalate în condensatoare

Se consideră o treaptă de filtrare (CRS_m), care trebuie să producă pe armonica *1* o putere reactivă cît mai mare, dar în modul cel mai economic, absorbind totodată un curent de armonică m, I_{em}, de valoare cunoscută.

Cu notaţiile din figura 1 se exprimă puterea reactivă generată de condensatoare pe armonica de acord, m :

$$Q_{mC_m} = \frac{I_{em}^2}{mC_m\omega_1}. \tag{9}$$

Încărcarea reactivă a condensatoarelor CRS_m va fi :

$$Q_{C_m} = Q_{1C_m} + Q_{mC_m} = \lambda_{1m}^2 \cdot U_N^2 \cdot C_m \cdot \omega_1 + \frac{I_{em}^2}{mC_m \cdot \omega_1}. \tag{10}$$

Minimizînd funcţia $Q_{C_m} = f(C_m)$ se obţine :

$$C_m(\text{optim}) = \sqrt{\frac{1}{m}} \cdot \frac{I_{em}}{\lambda_{1m} U_N \omega_1}. \tag{11}$$

Se observă că valoarea optimă a capacităţii C_m corespunde situaţiei :

$$Q_{1C_m} = Q_{mC_m}.$$

Se constată că atunci cînd se urmăreşte, în principal, obţinerea cît mai economică a unei puteri reactive pe fundamentală şi în secundar formarea filtrului, este raţional să se stabilească între puterile Q_{1C_m} şi Q_{mC_m} un raport supraunitar [6], [9] :

$$\frac{Q_{1C_m}}{Q_{mC_m}} = k > 1 (k \text{ poate fi impus}). \tag{12}$$

În acest caz, valoarea economică a capacităţii C_m se determină cu :

$$C_m(ec.) = \sqrt{\frac{k}{m}} \cdot \frac{I_{em}}{\lambda_{1m} U_N \omega_1}. \tag{13}$$

Expresia (13) este cunoscută în literatura de specialitate sub denumirea de formula lui Hoffmann [9], [10].

2.3. Prezentarea criteriului volumului minim al condensatoarelor (C)

In regim sinusoidal, volumul V al unui condensator de capacitate C, aflat sub tensiunea U, este proporţional cu puterea reactivă produsă, Q :

$$V \sim Q. \tag{14}$$

Într-adevăr, dacă se consideră condensatorul de tipul plan, avînd :

S — suprafaţa armăturilor ;
d — distanţa dintre armături ;
ε — rigiditatea dielectricului

şi se apreciază $d \sim U$, se obţine :

$$\left.\begin{aligned} C &= \frac{\varepsilon S}{d} \\ d &= \alpha U \end{aligned}\right\} \rightarrow S = \frac{Cd}{\varepsilon} = \frac{C \cdot \alpha \cdot U}{\varepsilon}.$$

Rezultă, simplu, volumul condensatorului :

$$V = Sd = \frac{\alpha^2}{\varepsilon} CU^2.$$

Deoarece $Q = C \cdot \omega \cdot U^2$, se ajunge în final la expresia :

$$V = \frac{\alpha^2}{\varepsilon\omega} Q \Rightarrow V \sim Q.$$

Condensatoarele de acelaşi tip şi cu aceeaşi tensiune nominală (practic, astfel se alcătuiesc bateriile de condensatoare şi filtrele) conţin dielectric şi armătură metalică în aceeaşi proporţie, prin urmare, apare clară dependenţa proporţională a costului unui grup de condensatoare de volumul total al acestora. Pe de altă parte, aşa cum s-a arătat, volumul este proporţional cu puterea reactivă instalată şi furnizată la parametrii nominali.

In regim deformant relația (14) nu mai rămîne valabilă. Într-adevăr, volumul unui condensator este proporțional — și în regim deformant — cu valoarea maximă a tensiunii dintre armături (aceasta solicită dielectricul) :

$$V \sim U_{max}. \tag{15}$$

Considerînd cazul aceluiași filtru simplu, cu o singură treaptă acordată pe armonica m, ca în exemplul prezentat la 2.2, se observă că în cea mai nefavorabilă situație, pentru bateria de condensatoare a FA, tensiunea maximă la bornele sale atinge valoarea :

$$U_{max} = \sqrt{2}U_{1C_m} + \sqrt{2}U_{mC_m}. \tag{16}$$

Posibilitatea însumării aritmetice a amplitudinilor armonicilor *1* și m este reală întrucît, în general, fazele armonicilor superioare sînt fluctuante [4], [11]. În unele țări (Marea Britanie, Canada), chiar se normează distorsionarea maximă a tensiunii prin însumarea aritmetică a amplitudinilor armonicilor, constatîndu-se practic că există posibilitatea apariției, în acest mod, a vîrfurilor de tensiune care solicită izolația echipamentelor electrice [3], [7].

De asemenea, se poate afirma că volumul condensatoarelor ce formează capacitatea C_m este, într-o primă aproximație, proporțional și cu intensitatea curentului total care le străbate, acesta distribuindu-se pe suprafața S a armăturilor, pînă la o anumită densitate de sarcină admisă :

$$V \sim I_m. \tag{17}$$

Cu relațiile (3), (6), (16) și (17) se stabilește expresia :

$$V \sim (U_{1C_m} + U_{mC_m})(I_{1m}^2 + I_{em}^2)^{1/2}, \tag{18}$$

în care, evident :

$$U_{1C_m} = \lambda_{1m} \cdot U_N, \tag{19}$$

$$U_{mC_m} = \frac{I_{em}}{mC_m \cdot \omega_1}. \tag{20}$$

Ținînd seama de (4), (19) și (20), expresia (18) devine :

$$V \sim \left(\lambda_{1m} U_N + \frac{I_{em}}{mC_m\omega_1}\right) \cdot [(\lambda_{1m}U_N C_m\omega_1)^2 + I_{em}^2]^{1/2}. \tag{21}$$

Transpusă în funcție de puterile reactive Q_{1C_m} și Q_{mC_m}, cu ajutorul relațiilor (6) și (9), expresia (21) se scrie, în final, astfel :

$$V \sim \left(\sqrt{Q_{1C_m}} + \sqrt{\frac{Q_{mC_m}}{m}}\right) \cdot (Q_{1C_m} + mQ_{mC_m})^{1/2}. \tag{21'}$$

Se observă imediat că nu mai poate fi vorba de proporționalitate între volumul condensatoarelor și puterea reactivă instalată în ele, produsă în regim nominal ; premisa criteriului (B) este, prin urmare, aproximativă.

*

Criteriul (C) se bazează pe minimizarea volumului condensatoarelor din componența filtrului, ceea ce înseamnă, de fapt, minimizarea costului lor.

Continuînd exemplul ales, va trebui anulată derivata expresiei (21) în raport cu variabila C_m :

$$\frac{\partial V}{\partial C_m} = 0.$$

După efectuarea calculelor rezultă :

$$\boxed{(C_m)_{optim} = \sqrt[3]{\frac{1}{m}} \cdot \frac{I_{em}}{\lambda_{1m} U_N \omega_1}} \cdot \tag{22}$$

Făcînd raportul puterilor Q_{1C_m} și Q_{mC_m}, exprimate cu (6) și (9), pentru valoarea optimă a capacității C_m, dată de (22), se obține :

$$\left[\frac{Q_{1C_m}}{Q_{mC_m}}\right]_{optim} = \sqrt[3]{m}. \tag{23}$$

În acest punct se poate face deja o paralelă cu metodologia criteriului (B) :

Tabelul 1

	În criteriul (B)	În criteriul (C)
$(C_m)_{optim}$	$\sqrt{\frac{1}{m}} \cdot \frac{I_{em}}{\lambda_{1m} U_N \omega_1}$	$\sqrt[3]{\frac{1}{m}} \cdot \frac{I_{em}}{\lambda_{1m} U_N \omega_1}$
$\left(\frac{Q_{1C_m}}{Q_{mC_m}}\right)_{optim}$	1	$\sqrt[3]{m}$

Se constată că prin aplicarea criteriului (C), valoarea $(C_m)_{optim}$ rezultă mai ridicată decît prin criteriul (B) ; același fapt este valabil și pentru raportul puterilor. Deosebirile nu au apărut întîmplător. Într-adevăr, la 2.2 s-a arătat că, atunci cînd se urmărește obținerea cît mai economică a unei puteri reactive pe fundamentală — prin aplicarea criteriului (B) — este rațional să se stabilească între puterile Q_{1C_m} și Q_{mC_m} un raport supraunitar [6, 9, 10]. Astfel a rezultat formula (13) — a lui Hoffmann. Deviația formulei uzuale (13) de la expresia teoretic stabilită (11), care exprimă optimumul capacității C_m (rezultat din minimizarea funcției Q_{C_m}), arată clar că baza criteriului (B) nu este suficient de realistă. Formula

lui Hoffmann nu face decît să corecteze rezultatul inexact exprimat de relația (11), aducîndu-l (empiric) mai aproape de valoarea corectă, furnizată de criteriul (C) prin formula (22). Această „ajustare" a fost, desigur, reclamată de necesitatea dimensionării cît mai economice a filtrelor absorbante. În schimb, formula (22) oferă *direct* un rezultat cu atît mai corect, cu cît premisa criteriului (C) este mai obiectivă.

★

Aplicarea criteriului (C) în cazul general al unui FA cu mai multe trepte (CRS) impuse, care trebuie să producă pe fundamentală o anumită putere reactivă Q_{1t}, presupune minimizarea volumului total al condensatoarelor FA. Calea exactă fiind extrem de laborioasă, în cele ce urmează se propune o metodologie simplificatoare și practică, bazată pe rezultatele obținute anterior.

În primul rînd se determină încărcările echivalente pe armonicile superioare, ale tuturor treptelor din componența FA, cu relația (1), apoi se calculează puterile reactive furnizate de aceste trepte în condiții de optimum individual, cu următoarea formulă dedusă din (7) și (22) :

$$(Q_{1m})_{\text{optim}} = \sqrt[3]{\frac{1}{m}} \cdot U_N \cdot I_{em}.$$

Puterea totală debitată de FA pe fundamentală, în condiții de optimum individual (pe fiecare treaptă în parte), va fi diferită de cea impusă :

$$(Q_{1t})_{\text{optim}} = \sum (Q_{1m})_{\text{optim}} \neq Q_{1t}.$$

Dacă se determină raportul $Q_{1t}/(Q_{1t})_{\text{optim}}$ și se notează cu $\sqrt[3]{\beta}$, se va obține :

$$Q_{1t} = \sqrt[3]{\beta}(Q_{1t})_{\text{opt.}} = \sqrt[3]{\beta}(Q_{1m_1})_{\text{opt}} + \sqrt[3]{\beta}(Q_{1m_2})_{\text{opt.}} + \dots$$

Această repartizare a puterii Q_{1t} pe circuitele rezonante ale bateriei de filtre absorbante corespunde unui optimum global ; dimensionarea va fi denumită pe scurt, *economică*. Evident, impunîndu-se puterea reactivă totală ce trebuie produsă de FA pe fundamentală, dimensionarea economică a treptelor de filtrare va da rezultate diferite de cele obținute pe calea optimizării individuale (pe fiecare treaptă în parte), dar se bazează pe aceste rezultate.

Pornind de la relația anterioară, puterea reactivă produsă de treapta m, dimensionată economic, se poate exprima astfel :

$$(Q_{1m})_{\text{ec.}} = \sqrt[3]{\beta}(Q_{1m})_{\text{opt.}} = \sqrt[3]{\frac{\beta}{m}} U_N I_{em} = \sqrt[3]{\frac{\beta}{m}}\, s_m, \tag{25}$$

în care $s_m = U_N I_{em}$ este puterea caracteristică a CRS_m [6].

Puterea reactivă $(Q_{1m})_{\text{ec.}}$, debitată de CRS_m (care posedă o capacitate $(C_m)_{\text{ec.}}$), se poate scrie conform relației (7), astfel :

$$(Q_{1m})_{\text{ec.}} = \lambda_{1m} U_N^2 (C_m)_{\text{ec.}} \omega_1. \tag{26}$$

Din (24) și (25) rezultă valoarea capacității treptei m, dimensionată economic, în funcție de datele problemei :

$$(C_m)_{\text{ec.}} = \sqrt[3]{\frac{\beta}{m}} \cdot \frac{I_{em}}{\lambda_{1m} \cdot U_N \omega_1} = \sqrt[3]{\beta}(C_m)_{\text{opt}}. \tag{27}$$

Se poate afirma că expresia (27) constituie o generalizare a formulei (22). Cu ajutorul relației (27) se dimensionează economic capacitățile tuturor treptelor FA.

★

În aplicarea criteriului volumului minim trebuie totuși procedat cu prudență, întrucît dependența costului condensatoarelor de volumul lor diferă în raport cu tipul constructiv. De acest aspect trebuie să se țină seama și în cazul aplicării altor criterii de dimensionare, spre exemplu în cazul criteriului puterii minime instalate în condensatoare. În general însă, bateriile de condensatoare ale filtrelor se alcătuiesc din unități identice și nu implică deci, exigența formulată anterior.

★

Exemplu de calcul prin aplicarea criteriului (C)

În [6] se expune concret aplicarea criteriului (B) în cazul unei instalații de filtrare cu patru trepte ($m = 5$, 7, 11, 13), racordată la bara de 6 kV a unui consumator deformant. Puterea reactivă totală ce trebuie produsă de FATB pe fundamentală este 3 425 kvar. Încărcarea echivalentă maximă cu curenți de armonică 5, 7, 11 și 13, pe fiecare dintre cele patru trepte, este respectiv 50 A, 30 A, 20 A și 20 A. Conectarea treptelor se face în stea.

Capacitățile celor patru CRS rezultă cu următoarele valori : $C_5 = 98{,}7\ \mu\text{F}$; $C_7 = 71{,}6\ \mu\text{F}$; $C_{11} = 60{,}6\ \mu\text{F}$; $C_{13} = 66{,}1\ \mu\text{F}$.

Cu aceleași date, ca la acest exemplu de aplicare a criteriului (B), se dimensionează capacitățile treptelor de filtrare prin criteriul (C) ; etapele sînt următoarele :

— se calculează puterile caracteristice s_m ale celor patru trepte, cu formula $s_m = U_N \cdot I_{em}$, în care :

$$U_N = \frac{6}{\sqrt{3}} \simeq 3{,}46\ \text{kV},$$

Tabelul 2

m	I_{em} (A)	S_m (kVA)	$(Q_{1m})_{opt}$ (kvar)	$(C_m)_{ec}$ (μF)	Observații
5	50	173	101,29	136,54	
7	30	104	54,32	74,58	
11	20	69	31,15	43,41	
13	20	69	29,47	40,87	
TOTAL FA	—	—	$(Q_{1t})_{opt}=216,23$	295,40	$\sqrt[3]{\beta} = \frac{Q_{1t}}{(Q_{1t})_{opt}} = \frac{1142}{216,23} = 5,28$

$I_{e5} = 50$ A; $I_{e7} = 30$ A; $I_{e11} = 20$ A; $I_{e13} = 20$ A.

— se calculează puterea reactivă totală produsă pe o fază :

$$Q_{1t} = \frac{1}{3} \cdot 3\,425 \text{ kvar} \simeq 1\,142 \text{ kvar},$$

— se calculează cu (24) puterile reactive care ar fi produse de fiecare treaptă dimensionată optim și se însumează, aflîndu-se $(Q_{1t})_{optim}$;

— se determină raportul $\sqrt[3]{\beta} = \frac{Q_{1t}}{(Q_{1t})_{opt}}$,

— se calculează cu (27) capacitățile, treptelor, dimensionate economic și repartiția puterilor reactive, produse pe fiecare CRS, cu (25) sau (26).

Rezultatele parțiale și finale ale calculelor sînt centralizate în tabelul 2.

Făcînd o comparație cu rezultatele obținute la aceeași aplicație, rezolvată prin criteriul (B), se constată că repartiția puterilor reactive de cele patru trepte ale FA, precum și valorile capacităților treptelor diferă considerabil. Volumul condensatoarelor este minim în varianta bazată pe criteriul (C), întrucît aceasta a fost premisa calculelor.

Concluzii

Dintre toate criteriile ce se pot imagina pentru dimensionarea FATB, prezintă interes în primul rînd acelea care urmăresc obținerea unui optimum economic. Există toate argumentele spre a concluziona că aplicarea criteriului volumului minim al condensatoarelor treptelor de filtrare conduce la rezultate apropiate de deziderатul costului lor minim, oferind totodată și avantajul unei mai mari simplități.

Bibliografie

[1] *Arie, A. Nicolae, P., Cristea, H.* Compensarea regimului deformant la instalații de redresare echipate cu baterii de condensatoare. In : Studii și cercetări de energetică, seria A, Energetică generală și electroenergetică. Ed. Academiei RPR, București, 1963.

[2] *Cîrțină, Gh. I., Alexandrescu, Gh. V.* Asupra funcționării surselor de putere reactivă statice și reglabile cu tiristori. In : Energetica **26**, nr. 1, 1978.

[3] *Lacoste, A., Brewer, G. L., Ekström, A., Le Du, A., Lindh, C., Porh, D., Joung, D. L.* Filtrage des hramoniqiues et compensation de puissance réactive dans le liaison haute tension continue. In : Enquete génèrale, Electra, nr. 63, 1979.

[4] *Charles, Patrick.* Principe et dimensionnement des dispozitifs de compensation statique rapide. In : Revue générale d'électricité, nr.1, 1979, pag. 49—57.

[5] *Iordănescu, I.* Compensarea factorului de putere și atenuarea regimului deformant, acțiuni interdependente în sistemele energetice moderne. In : Energetica, **28**, nr. 8, 1980.

[6] *Cocoș, Em.* Considerații privind dimensionarea filtrelor absorbante. In : Energetica, **28**, nr. 7, 1980.

[7] * * * Condiții tehnice privitoare la echipamentele și materialele energetice. Poz. 2. : Condiții tehnice pentru dimensionarea FA la consumatorii deformanți. Studiu ISPE — lucrarea nr. 827/1975.

[8] *Comșa, D., Darie, S., Maier, V., Chindriș, M.* Proiectarea instalațiilor electrice industriale. EDP, București, 1979.

[9] *Garabet, T., Bivol, I., Neagu, G.,* Utilizarea redresoarelor comandate în acționări electrice. Ed. tehnică, București, 1969.

[10] *Gîrlașu, St.* Estimarea puterii reactive în scopul compensării, la instalațiile cu acționări reglabile și recuperare de energie In : Energetica **20**, nr. 11, 1972.

[11] *Popescu, Marius.* Evaluarea nivelului și efectului armonicilor în stațiile de consumatori deformanți, în vederea stabilirii posibilităților de montare a bateriilor de condensatoare și racordării de consumatori cu regim deformant. In : colecția „Generalizarea experienței de exploatare" vol. **198**, Ed. MEE—ICEMENERG, 1982.

CRONICĂ

Tîrgul internaţional de construcţii mecanice de la Brno—1985

Cea de a 27-a ediţie a Tîrgului de construcţii mecanice de la Brno s-a desfăşurat în luna septembrie 1985 sub deviza „Tehnica în slujba colaborării internaţionale, în slujba păcii".

Această amplă manifestare a reunit, pe o suprafaţă de 120,5 mii metri pătraţi, 2 504 expozanţi din 31 de ţări. Numărul total de expozanţi străini şi suprafaţa de expunere pe care au ocupat-o la a 27-a ediţie a Tîrgului au fost cele mai mari din ultimii şase ani. Cifra de afaceri, de 40 156 milioane de coroane, este al doilea fapt foarte important în istoria Tîrgului. Tîrgul a fost vizitat de 430 000 de specialişti, oameni de afaceri, ziarişti şi vizitatori obişnuiţi.

Ramura predominantă a acestei ediţii a Tîrgului de la Brno a fost cea de tehnică agricolă şi tractoare, ramură în plină dezvoltare, în conformitate cu tendinţele şi cerinţele pe plan mondial.

Nomenclatorul Tîrgului a cuprins:

- Maşini pentru prelucrarea materialelor prin aşchiere şi presiune, scule, dispozitive şi accesorii.
- Utilaj minier şi metalurgic.
- Maşini şi utilaje pentru industriile chimice şi de ceramică.
- Maşini şi utilaje pentru industriile textilă, de confecţii, de încălţăminte şi pielărie.
- Raţionalizarea lucrărilor administrative şi de construcţii.
- Tehnică de calcul.
- Tehnica automatizării şi reglării.
- Pompe, compresoare, motoare cu ardere internă, tehnica ventilaţiei, tehnica irigaţiilor alimentării cu apă, armături.
- Organe de maşini, elemente, instalaţii, cutii de viteză, variatoare, elemente hidraulice şi pneumatice.
- Energetică clasică şi atomică, termoelectrocentrale.
- Electrotehnică de putere.
- Maşini pentru construcţii de drumuri şi poduri, materiale de construcţii.
- Maşini agricole.
- Materiale pentru construcţia de maşini.
- Electronică şi tehnica comunicaţiilor.
- Tehnică medicală.
- Tehnica măsurării şi aparate de laborator.

La această importantă manifestare tehnico-ştiinţifică şi comercială au participat, cu exponate de ultimă oră, firme de comerţ exterior şi fabricanţi din ţările socialiste şi nesocialiste din lume.

Republica Socialistă Cehoslovacă — ţara gazdă a Tîrgului internaţional de construcţii mecanice de la Brno — a deţinut partea cea mai importantă a exponatelor.

La cea de a 27-a ediţie a Tîrgului s-au atribuit medalii de aur pentru 44 de produse, dintre care 22 din R.S. Cehoslovacă. Printre acestea se numără:

Maşina de frezat cu consolă FGS 50 CNC cu manipulator MSS 63, construită de TST, KONCERNOVY PODNIK, TOS KUŘIM-Praga, este o concepţie nouă, cu cap port-freză culisant transversal, prevăzută pentru o vastă gamă de operaţii de frezat şi găurit în fabricaţia de serie şi unitară de piese din diferite materiale, pînă la 800 kg greutate. Toate operaţiile acestei maşini, inclusiv strîngerea sculelor, sînt automatizate.

Maşina este comandată prin sistemul CNC continuu NS571 de concepţie cehoslovacă, dar ea poate fi echipată cu oricare sistem CNC de concepţie avansată. În acelaşi timp ea este dotată cu un manipulator MSS 63.

Întreprinderea expozantă este STROJIMPORT-Praga.

Centru robotizat pentru executarea racordurilor în fabricile de ţevi, cu presă CVT 630

Acest centru robotizat este fabricat de VITKOVICE, KONCERN-K.P. ŽĎARSKÉ STROJIRNY A SLÉVÁRNY, ZDAR NAD SÁZAVOU.

Centrul este realizat pentru fabricarea automată a racordurilor de ţevi prin tehnologia de formare în mediu elastic. Ca reprezentanţi ai acestora sînt racordurile din oţel tip „T" şi „cruce". Centrul include următoarele echipamente: un încărcător, o presă hidraulică specială CYT 630, un instrument, un ejector, un schimbător de scule, un mecanism hidraulic de antrenare, echipament electric şi sistemul de comandă.

Modul de funcţionare este automat, admisia este asigurată de roboţii industriali PR 32-E. Este vorba de o instalaţie unică de acest gen pe plan mondial.

Maşina de frezat scule cu consolă FNC 32NC

În expoziţie PZO STROJIMPORT-Praga a fost expusă maşina de frezat scule cu consolă FNC 32 NC, fabricată de TST, K.P.TOS ČELÁKOVICE, ZÁVOD ŽEBRÁK şi distinsă cu medalia de aur. Este o maşină cu sistem numeric Haidenhain TNC 145, care răspunde exigenţelor celor mai pretenţioşi utilizatori prin: concepţie, parametrii tehnici şi capacitatea de a fi manevrată. Ea asigură o înaltă precizie de uzinare, ceea ce constituie,

în prezent, condiția fundamentală în fabricația de dispozitive, scule, matrițe și calibre, peste tot unde se impune fabricația în serie repetată. Prin concepția sa și prin design această mașină egalează produsele de vîrf ale constructorilor mondiali.

Sistemul de protecție pentru blocurile energetice, construit de VYSTAVBA ELEKTRÁREN ŠKODA-Praga

S.O.S. este un sistem de protecție tehnologică cu microcalculator realizat, în special, pentru sistemele electroenergetice. El se bazează pe o metodă originală de diagnostic, beneficiind de un control permanent al derulării valorilor mărimilor măsurate prin două palpatoare, ceea ce mărește simțitor siguranța informației solicitate. Construcția robustă garantează o înaltă rezistență, chiar în condiții dificile. Sistemul este brevetat și se compune numai din piese originale cehoslovace.

Imprimantă grafică cu linie electrostatică EC 7140, constructor Uzina JINONICE-Praga, expozant: KOVO, PZO-Praga.

Imprimanta grafică cu linie electrostatică EC-7140 este realizată pentru imprimarea informațiilor alfa-numerice și grafice. Ea este încorporată în sistemele de calculatoare JSEP și SMEP, fiind, în același timp, avantajoasă pentru sistemele de automatizare a lucrărilor de construcții. Imprimanta se bazează pe principiul fără lovire. Imprimarea se face pe o hîrtie dielectrică specială. Avantaje: greutate mică, dimensiuni reduse, viteză mare de imprimare, funcționare silențioasă, fiabilitate și durabilitate mari.

Seria de sisteme de acționare tiristorizate MEZOMATIC-V pentru broșare la mașinile-unelte CN, constructor: ZSE MEZ-Brno, expozant: ZSE-KONCERN-Praga.

Sistemele de acționare electrică MEZOMATIC-V sînt realizate în special pentru acționarea broșelor la toate mașinile-unelte cu comandă numerică. Ele permit reglarea unei largi game de viteze, cuplarea arborelui fiind constantă. Comanda electronizată cu module de tiristoare, ca și motorul special de curent continuu asigură înalți parametri dinamici și o precizie constantă de reglaj în toate regimurile de lucru.

Aparat pentru testarea circuitelor imprimate ZPS 81, constructor: ARITMA-Praga; expozant: KOVO, PZO-Praga.

Acest aparat este un dispozitiv tehnologic complet pentru testarea circuitelor imprimate. Sistemul hidraulic de punere în contact este pus în funcțiune de operator cu ambele mîini, ceea ce exclude pericolul de accidentare.

Aparatul este complet automatizat și este comandat cu ajutorul unui microcalculator cu imprimantă periferică în mozaic, cu disc elastic și cu lector de bandă perforată. Acest dispozitiv verifică rezistența tuturor circuitelor conductoare, în patru valori limită și, izolat, între circuite conductoare în trei valori limită. Testarea unei plăci mijlocii durează 35 secunde. Toate elementele componente ale aparatului sînt de origine cehoslovacă.

Aparat pentru testarea de HIO logice tip KP 2518, constructor: TESLA LANŠKROUN; expozant: KOVO-PZO-Praga.

Aparatul pentru testarea de HIO logice tip KP 2518 este un dispozitiv tehnologic pentru testarea circuitelor logice, înglobînd controlul ieșirii de la fabricant și controlul intrării la utilizator. El permite testarea funcționării și a parametrilor. Este complet automatizat, fiind comandat de un microprocesor. Operatorul introduce elementul de testat în capul de măsură. Se pot forma programe de control direct pe aparat sau pe un dispozitiv exterior. Rezultatele pot fi imprimate pe o imprimantă în mozaic, sau cu ajutorul unui perforator de bandă perforată. Aparatul de testare este dotat cu piese cehoslovace.

*

O altă serie de noutăți în domeniile aparatelor, instalațiilor, mașinilor și utilajelor au fost apreciate de specialiști, făcînd obiectul multor contracte cu țările participante.

G. Andrei

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1717

JUL 2

E 2040/1

1986 JUN 24

Elektrotech

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 34 • NR. 2 • FEBRUARIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 2 febr uarie 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.315.684 : 621.314.2

CRIOTRANSFORMATOARE ELECTRICE
PROIECTARE

Puşcaşu, S. ş.a. : **Probleme de proiectare a bornelor de ieşire ale criotransformatoarelor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 51

În lucrare se prezintă unele aspecte ale proiectării bornelor de ieşire la criotransformatoarele electrice. Se stabilesc relaţii de dimensionare pe baza condiţiilor termice specifice acestor categorii de transformatoare. Calculul se exemplifică pentru criotransformatorul cu azot lichid de 630 kVA, 6/0,4 kV.

CZ 681.332 : 001.5

CALCULATOARE ELECTRONICE
CERCETARE ŞTIINŢIFICĂ

Boconcios, I., Diatcu, E. : **Calculatoarele în cercetarea ştiinţifică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 57

Lucrarea se referă la rolul calculatoarelor în cercetarea ştiinţifică, în scopul măririi eficienţei fenomenelor cercetate

CZ 621.313.333 : 621.365.9

MOTOR ASINCRON TRI FAZAT
MODEL TERMIC
CURBE LIMITĂ TERMICE

Saal, C., Manolea, Gh., Mailat, A. : **Modelul termic şi curbele-limită termice statorice ale motoarelor asincrone trifazate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 66

Se prezintă un model termic adimensional, cu parametri concentraţi, pentru descrierea proceselor termice tranzitorii din statorul motoarelor asincrone. Se expune metodologia necesară calculării curbelor-limită termice statorice, utile în realizarea unei protecţii corecte a motorului. Se dau rezultate numerice obţinute pentru seria KMR de motoare asincrone cu puteri nominale pînă la 132 kW.

CZ 621.316.5 : 621.3.014

VIBRATOR ELECTRODINAMIC
METODĂ DE PROIECTARE

Darie, S., Vădan, I., Bălan, H. : **Asupra proiectării unui vibrator electrodinamic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 71

Se prezintă o metodologie simplificată de proiectare a vibratoarelor electrodinamice cu excitaţie în curent continuu. Această metodică a fost verificată practic pentru vibratoarele electrodinamice proiectate şi construite.

CZ 531.75 : 621.3.015

DENSIMETRE PENTRU FLUIDE
TRADUCTOR HALL

Heler, A. : **Posibilitatea realizării unor densimetre pentru fluide, folosind traductorul Hall de deplasare liniară.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 74

În lucrare se prezintă densimetrul obişnuit, cu greutate constantă şi volum variabil, demonstrîndu-se că deplasarea X a corpului plutitor este o măsură a densităţii ρ a fluidului. Este prezentat traductorul Hall de deplasare liniară, realizat de autor cu materiale indigene, dîndu-se caracteristicile acestuia, tensiunea Hall U_H fiind proporţională cu deplasarea X a sondei Hall într-un cîmp magnetic neomen de gradient constant. Se evidenţiază posibilitatea realizării unor densimetre pentru fluide, folosind traductorul Hall de deplasare liniară, menţionîndu-se avantajele unor asemenea aparate

CZ 621.313 : 538.4

AGITARE ELECTROMAGNETICĂ
METALE TOPITE
APLICAŢII INDUSTRIALE

Firefeanu, V. ş.a. : **Agitarea electromagnetică a metalelor topite şi aplicaţiile sale industriale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 79

Sînt definite principiile agitării metalelor topite prin acţiunea cîmpurilor electromagnetice, tipuri şi variante constructive de agitatoare electromagnetice. Sînt evidenţiate aplicaţii industriale ale acestui procedeu de elaborare, omogenizare, aliere, tratare şi rafinare a metalelor topite şi realizările autorilor în aplicarea agitării electromagnetice la controlul structurii de solidificare.

CZ 621.318.3 : 538.244.2

ELECTROMAGNET DE CURENT CONTINUU
REGIM TRANZITORIU

Niţu, S. : **Regimul dinamic al electromagneţilor de curent continuu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 87

Se prezintă o metodă de calcul pentru evoluţia în timp a mărimilor electrice, magnetice şi mecanice care intervin în procesul tranzitoriu la conectarea unui electromagnet de curent continuu.

CRONICĂ 95

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.315.684: 621.314.2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КРИОТРАНСФОРМАТОРЫ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Пушкашу, С. и др.: **Вопросы проектирования выходных зажимов криотрансформаторов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 51

В работе представлены некоторые виды проектирования выходных зажимов электрических криотрансформаторов. Определяются отношения по размерности на основе специфических термических условий этих категорий трансформаторов. Расчёт иллюстрируется примерами для криотрансформаторов на основе жидкого азета 630 КВА, 6/0,4 КВ.

УДК 681.332: 001.5

ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ
МАШИНЫ
НАУЧНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ

Бокончиос, И., Диатку, Е.: **Электронные вычислительные машины в научном исследовании.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 57

Работа относится к роли электронных вычислительных машин в научном исследовании с целью повышения эффективности исследовательских явлений.

УДК 621.313.333: 621.365.9

АСИНХРОННЫЙ ТРЁХФАЗНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ТЕРМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ
ПРЕДЕЛЬНО-ТЕРМИЧЕСКИЕ КРИВЫЕ

Саал, С., Манолеа, Ге., Майлат, А.: **Термическая модель и предельно-термические статорные кривые асинхронных трёхфазных двигателей.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 66

Представляется термическая неразмерная модель сосредоточенными параметрами для описания термических переходных процессов от статора асинхронных двигателей. Представлена необходимая методика для счёта предельно-термических статорных кривых, полезных для осуществления правильной защиты двигателя. Даны численные результаты, полученные для серии КМР асинхронных двигателей с номинальными мощностями до 132 КВт.

УДК 621.316.5: 621.3.014

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ ВИБРАТОР
МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Дарие, С., Вэдан, И., Бэлан, Х.: **О проектировании электродинамического вибратора.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 71

Представлена упрощенная методика проектирования электродинамических вибраторов с возбуждением постоянного тока. Эта методика была практически проверена для электродинамических проектированных и изготовленных вибраторов.

УДК 531.75: 621.3.015

ДОЗИМЕТРЫ ДЛЯ ЖИДКОСТЕЙ
ДАТЧИК ТИПА ГАЛЛА

Хелер, А.: **Возможность осуществления дозиметров для жидкостей, используя датчик типа ГАЛЛА линейного перемещения.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 74

В работе представлен обычный дозиметр с постоянным весом и непостоянным объёмом, показывая, что перемещение X плавающего тела является мером плотности Галл жидкости. Представлен датчик типа Галла линейного перемещения, созданный автором с местными материалами, давая его характеристики; напряжение ГАЛЛ U_H является пропорциональным перемещением X зонда Hall в магнитном неоднородном поле постоянного градиента. Выявлена возможность изготовления дозиметров для жидкостей, используя датчик типа Галл линейного перемещения, отмечая преимущества таких приборов.

УДК 621.313: 538.4

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ МЕШАНИЕ
РАСТОПЛЕННЫЕ МЕТАЛЛЫ
ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ

Фирецеану, В. и др.: **Электромагнитное мешание растопленных металлов и его промышленные применения.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 79

Определены принципы мешания растопленных металлов действием электромагнитных полей, конструктивные типы и варианты электромагнитных смесителей. Выявлены промышленные применения этого способа разработки, гомогенизации, сплава, обработки и рафинирования растопленных металлов и достижения авторов, применяя электромагнитное мешание при контроле структуры затвердевания.

УДК 621.318.3: 538.244.2

ЭЛЕКТРОМАГНИТ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ

Ницу, С.: **Динамический режим электромагнитов постоянного тока.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 2, февраль 1986 г., стр. 87

Представлен метод расчёта для эволюции во времени электрических магнитных и механических беличин, которые появляются в переходном процессе при включении электромагнита постоянного тока.

INHALT

DK 621.315.684 : 621.314.2

ELEKTRISCHE KRYOTRANSFORMATOREN
ENTWURF

Puşcaşu, S. u.a. : **Entwurfsprobleme der Ausgangsklemmen der Kryotransformatoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 51

Die Arbeit beschreibt einige Aspekte des Entwurfs der Ausgangsklemmen bei elektrischen Kryotransformatoren. Es werden Dimensionierungsverhältnisse auf der Grundlage der für diese Transformatorenkategorien spezifischen thermischen Bedingungen festgelegt. Die Berechnung wird für den Kryotransformator mit flüssigem Stickstoff von 630 kVA, 6/0,4 kV erläutert.

DK 681.332 : 001.5

ELEKTRONISCKE RECHNER
WISSENSCHAFTLICHE FORSCHUNG

Boconcios, I., Diaicu, E. : **Die Rechner in der wissenschaftlichen Forschung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 57

Die Arbeit bezieht sich auf die Rolle der Rechner in der wissenschaftlichen Forschung zum Zweck der Vergrösserung der Effizienz der untersuchten Erscheinungen.

DK 621.313.333 ; 621.365.9

DREHSTROMASYNCHRONMOTOR
THERMISCHES MODELL
THERMISCHE GRENZKURVEN

Saal, C., Manolea, Gh. und *Mailat, A.* : **Thermisches Modell und die statorichen thermischen Grenzkurven der Drehstromasynchronmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 66

Man zeigt ein thermisches, dimensionsloses Modell mit konzentrierten Parametern für die Beschreibung der transienten thermischen Prozesse in Stator der Asynchronmotoren, vor. Man gibt die nötigen Berechnungshinweise für das Erhalten der statorischen thermischen Grezkurven, die für eine gute Realisierung des Motorenschutzes nützlich sind. Es werden auch numerische Ergebnisse für die KMR-Reihe der Drehstromasynchronmotoren, mit Nennleistungen bis 132 kW, einbezogen.

DK 621.316.5 : 621.3.014

ELEKTRODYNAMISCHER SCHWINGER
ENTWURFSMETHODE

Darie, S., Vădan, I., Bălan, H. : **Über den Entwurf eines elektrodynamischen Schwingers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 71

Es wird eine vereinfachte Entwurfsmethodologie der elektrodynamischen Schwinger mit Erregung im Gleichstrom dargestellt. Diese Methodik wurde für die entworfenen und gebauten elektrodynamischen Schwinger praktisch überprüft.

DK 531.75 : 621.3.015

WICHTEMESSER
HALL-GEBER

Heler, A. : **Die Möglichkeit der Realisierung einiger Wichtemesser indem der Hall-Geber mit linearer Verschiebung eingesetzt wird.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 74

Die Arbeit beschreibt den gewöhnlichen Wichtemesser, mit konstantem Gewicht und variablem Volumen, indem bewesen wird, dass die Verschiebung X des Schwimmkörpers ein Mass ρ der Wichte ist. Es wird der Hall-Geber mit linearer V erschiebung dargestellt, der vom Autor mit inlandischen Materialien verwirklicht wurde, indem dessen Charakteristiken gegeben werden ; die Hall-Spannung U_H ist proportional mit der Verschiebung X der Hall-Sonde in einem nichthomogenen Magnetfeld mit konstantem Gradienten. Es wird die Möglichkeit der Verwirklichung einiger Wichtemesser hervorgehoben, indem der Hall-Geber mit linearer Verschiebung eingesetzt wird, und es werden die Vorteile solcher Geräte angegeben.

DK 621.313 : 538.4

ELEKTROMAGNETISCHE ERREGUNG
SCHMELZFLÜSSIGE METALLE
INDUSTRIELLE ANWENDUNGEN

Firefeanu, V. u.a. : **Die elektromagnetische Erregung der schmelzflüssigen Metalle und deren industrielle Anwendungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 79

Es werden die Prinzipien der Erregung der schmelzflüsigen Metalle durch die Wirkung der elektromagnetischen Felder, sowie konstructive Typen und Varianten von elektromagnetischen Rührgeräten definiert. Es werden industrielle Anwendungen dieses Verfahrens für die Ausarbeitung, Homogenisierung, Legierung, Behandlung und das Feinen der schmelzflüssigen Metalle und die Realisierungen der Autoren in der Anwendung der elektromagnetischen Erregung bei der Kontrolle der Festigungsstruktur hervorgehoben.

DK 621.318.3 : 538.244.2

GLEICHSTROMELEKTROMAGNET
NICHTSTATIONÄRER BETRIEB

Nifu, S. : **Der dynamische Betrieb der Gleichstromelektromagneten.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 2, Feb 1986, S. 87

Es wird eine Berechnungsmethode für das Zeitverhalten der elektrischen, magnetischen und mechanischen Grössen, die im Übergangsprozess beim Anschluss eines Gleichstromelektromagneten eingreifen, dargestellt.

CONTENTS

DC 621.315.684 : 621.314.2

ELECTRICAL CRYOTRANSFORMER
DESIGN

Puşcaşu, S. and others : **Design problems of the cryotransformer output pins.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 51

Some aspects of the electrical cryotransformer output pin design are presented. Dimension relationships on the basis of the thermal conditions specific to this kind of transformers are established. The calculations is exemplified for liquid nitrogen cryotransformers of 630 kVA, 6/0,4 kV.

DC 681.332 : 001.5

ELECTRONIC COMPUTERS
SCIENTIFIC RESEARCH

Boconcios, I., Diatcu, E. : **Computers in the scientific research.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 57

This paper refers to the role of the computers in the scientific research for enlarging the efficiency of the researched phenomena.

DC 621.313.333 : 621.365.9

THREE PHASE INDUCTION MOTOR
THERMAL MODEL
THERMAL LIMIT CURVES

Saal, C., Manolea, Gh. and *Mailat, A.* : **Thermal model and stator thermal limit curves of the three phase induction motors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 66

This paper presents a dimensionless thermal model, with concentrated parameters, for the computation of the thermal transient processes in the stator of the induction motors. The methodology for the obtaining of the stator thermal limit curves, useful for an accurate realization of the motors protection, is exposed. Numerical results for the KMR series of induction motors, with rated powers till up to 132 kW, are also included.

DC 621.316.5 : 621.3.014

ELECTRODINAMIC VIBRATOR
DESIGN METHOD

Darie, S., Vădan, I., Bălan, H. : **On an electrodinamic vibrator design.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, ieb 1986, p. 71

A simplified design methodology of the electrodinamic vibrators with D.C. excitation is presented. This method has been verified in practice for the designed and fabricated electrodinamic vibrators.

DC 531.75 : 621.3.015

FLUID DENSIMETERS

HALL TRADUCTORS

Heler, A. : **The possibility of obtaining some fluid densimeters, using linear shifting Hall traductor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 74

This paper presents an usual densimeter, which constant weight and variable volume, demonstrating that the X shifting of the floating body is a measure of the fluid density. It is showed the linear shifting Hall traductor, realized by the author with indigenous materials, offering its characteristics, the Hall U_H voltage being proportional to the Hall probe X shifting in a constant-gradient unihomogeneous magnetic fields. The possibility of realizing some fluid densimeters is emphasized, using linear shifting Hall traductor, mentioning the advantages of these instruments.

DC 621.312 : 538.4

ELECTROMAGNETIC STIRRING

MOLTEN METALS

INDUSTRIAL APPLICATIONS

Firefeanu, V. and others : **Electromagnetic stirring of molten metals and industrial applications.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 79

This work present the stirring principles of molten metals by action of electromagnetic field and different constructive types of electromagnetic stirrers. The industrial applications of this method of processing, stirring, alloing, cleaning and treatment of molten metals and the authors results in solidification structure control in electromagnetic field are descripted.

DC 621.318.3 : 538.244.2

ELECTROMAGNET

TRANSITORY REGIME

Niţu, S. : **The dinamic regime of the D.C. electromagnets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 87

It is presented a calculation method for time evolution of the electric magnetic and mechanic dimensions which occur during the transitory process at the D.C. electromagnet connection.

SOMMAIRE

CD 621.315.684 : 621.314.2

CRIOTRANSFORMATEURS ÉLECTRIQUES

PROJECTION

Puşcaşu, S. : **Problèmes de projections des boines de sortées des criotransformateurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 51

L'ouvrage presente quelques aspects de la projections des boines de sortiè des criotransformateurs électriques. On établies des relations de dimensionnement tenant compte des conditions thermiques spécifiques de ces catégories de transformateurs. Le calcul est exemplifié pour le criotransformateurs à azote liquide de 630 kVA 6/0, 4 kV.

CD 681.332 : 001.5

CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Boconcios, I., Dialcu, E. : **Calculateurs pour la recherche scientifique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 57

L'ouvrage se référe au rôle des calculateurs dans la recherche scientifique au but d'agrandir l'efficience des phénomène recherches.

CD 621.313.333 : 621.365.9

MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ
MODELE THERMIQUE
COURVES LIMITE THERMIQUES

Saal, C., Manolea, Gh. et Mailat, A. : **Modèle thermique et les courves limite thermiques statoriques des moteurs asynchrones triphasés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 66

On presente un modèle mathematique non dimensional, aux paramètres concentrés, pour le calcul des processus thermiques transistoires dans le stator des moteurs asynchrones. On expose aussi la méthodologie nécessaire à l'obtension des courves limite thermique statoriques, utiles à la réalisation d'un protection efficace des moteurs. On y a inclus des résultats numériques, valables pour la série KMR des moteurs asynchrones (puissances nominales jusqu'à 132 kW).

CD 621.316.5 : 621.3.014

VIBRATEURS ÉLECTRODINAMIQUE

MÉTHODE DE PROJECTION

Darie, S., Vădan, I., Bălan, H. : **Sur la projection d'un vibrateurs électrodinamique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 71

On présente une méthodologie simplifiée de projection des vibrateurs électrodinamiques à excitation en courant continuu. Cette méthodique a été vérifiée pratiquement pour les vibrateurs électrodynamiques projetés et construits.

CD 531.75 : 621.3.015

DENSIMETRES POUR DES FLUIDES

TRADUCTEUR HALL

Heler, A. : **Possibilité de la réalisation des densimètres pour des fluides, en utilisant la traducteur Hall de déplacement linéaire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 74

L'ouvrage présente le densimètre commun, au poids constant et volume variable, en démonstrant que le déplacement X du corps flotant est le mesure de la densité du fluide. Il y a aussi le traducteur Hall de déplacement linéaire, réalisé par l'auteur avec des matériaux indigènes, en spécifiant ses caracteristiques, la tension Hall U_H étant proportionnele au déplacement X de la sonde Hall dans un champ magnétique nonhomogène de gradient constant. On insiste sur la possibilité de la réalisation des densimétres pour fluides, en utilisant le traducteur Hall de déplacement linéaire, en mentionnant les avantages de ces appareils.

CD 621.312 : 538.4

BRASSAGE ÉLECTROMAGNETIQUES
METAUX FONDUS
APPLICATIONS INDUSTRIELLES

Firefeanu, V. et. a. : **Le brassage électromagnétique des métaux liquides et des applications industrielles.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 79

Le travail présent les principes du brassage de métaux fondus par l'action du champ électromagnétique et les types connus des brasseurs éelectromagnétiques. Ils sont mis en evidence des applications industrielles de cet procédé d'élaboration, homogénisation, brassage et raffinage des métaux et aliages liguides et les réalisations des auteurs dans le contrôle de la structure de solidification sur l'influence du brassage électromagnétique.

CD 621.318.3 : 538.244.2

ÉLECTRO-AIMANT DE COURANT CONTINUU
REGIME TRANSISTOIRE

Nifu, S. : **Régime dynamique des electro-aimants de courant continuu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 2, feb 1986, p. 87

On présente une méthode de calcul pour l'évolution en temps des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques qui actionnent d'un électro-aimant de courant continuu.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695 plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informaţia“ Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1755

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.315.684 : 621.304.2

GRIOTRANSFORMATOARE ELECTRICE
PROIECTARE

Probleme de proiectare a bornelor de ieşire ale criotransformatoarelor

SILVIU PUŞCAŞU, FLORIAN ŞTEFĂNESCU, GABRIEL CALOTĂ, VASILE TOAXEN* — CRAIOVA

Introducere

Pentru instalaţiile electrice funcţionînd la temperaturi foarte scăzute sînt necesare conductoare de curent, care fac legătura între zonele cu temperatură joasă (77°K în cazul azotului lichid) şi cea normală (293 °K). Prin acestea, datorită diferenţei mari de temperatură, are loc o pătrundere a căldurii spre zonele reci. De asemenea, în aceste legături, la trecerea curentului, se produce o dezvoltare de căldură prin efect Joule-Lenz. Există posibilitatea ca aceste căi de curent să fie izolate termic pe suprafaţa lor laterală sau să fie răcite cu ajutorul vaporilor de fluid criogenic dezvoltaţi în instalaţie. Problema majoră a conexiunilor cu exteriorul a instalaţiilor electrice aflate la temperaturi foarte scăzute este reducerea, la minimum, a fluxurilor termice prin borna de ieşire admiţînd, în acest sens, un compromis între conducţia termică proporţională cu secţiunea bornelor şi pierderile prin efect Joule — invers proporţionale cu această secţiune. Faţă de calculul conductorilor de curent neräciţi, cel al conductorilor räciţi este cu mult mai complicat. Metoda cea mai raţională de calcul este expusă în [2], însă rezultatele obţinute sînt aproximative deoarece autorii au admis ipoteza schimbului ideal de căldură între suprafaţa conductorului de curent şi gazul în care se află acesta, precum şi ipoteza invariabilităţii coeficientului de transmitere a căldurii al materialului conductorului de curent, în raport cu temperatura. În [3] se ţine seama de faptul că schimbul de căldură nu reprezintă un caz ideal. Rezultatul acestui studiu s-a concretizat în concluzia cu privire la influenţa predominantă a porţiunii scurte a conductorului de curent în zona cea mai rece asupra fluxului de călduri determinat de pierderile active. La concluzii identice au ajuns Keilin şi Klimenko în [4]. Deşi rezolvarea acestei probleme se poate face cu calculatorul numeric, utilizînd metoda Runge-Kutta [1], în cele ce urmează se va încerca o descr iere analitică a acesteia.

* Prof. dr. ing. *Puşcaşu, S.* şi asist. ing. *Ştefănescu, F.* — Catedra de electrotehnică — Universitatea — Craiova; ing. *Calotă, G.* — CCSIT — Electroputere Craiova; ing. *Toaxen, V.* — Intr. de reţele electrice — Tg. Jiu.

1. Descrierea analitică a variaţiei temperaturii în borna de ieşire

La conductorul din figura 1 se delimitează un segment oarecare de lungime dx care determină volumul $dV_x = A_x dx$ şi perimetrul S_x al secţiunii de arie A_x. Bilanţul termic pentru acest volum elementar dV_x, stabileşte un echilibru între variaţiile cantităţilor de căldură în unitatea de timp caracterizate prin :

a. Fluxul termic produs de sursele interne de căldură :

$$P_{px} = \frac{dQ_{px}}{dt} = p\,(x, t)\,dV_x = p(x, t)\,A_x dx, \qquad (1)$$

unde $p\,(x, t)$ sînt pierderile specifice în conductor în volumul dV_x.

b. Fluxul termic de egalizare (calorică) liniară, determinat de gradientul de temperatură $\frac{\partial \theta}{\partial x}$ din mediul conductor :

$$P_{\lambda x} = \frac{dQ_{\lambda x}}{dt} = \operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} \theta)\,dV_x = \lambda \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} A_x\,dx, \qquad (2)$$

unde λ este conductivitatea termică a conductorului omogen [5, p. 110].

c. Fluxul termic corespunzător căldurii acumulate de elementul de masă dm și care rămîne înmagazinată în stare potențială, în volumul dV_x:

$$P_{mx} = \frac{dQ_{mx}}{dt} = cdm\frac{\partial\theta}{\partial t} = c\rho_a \frac{\partial\theta}{\partial t} A_x \, dx, \qquad (3)$$

în care produsul $c \cdot dm$ reprezintă capacitatea calorică în $J \cdot grad^{-1}$.

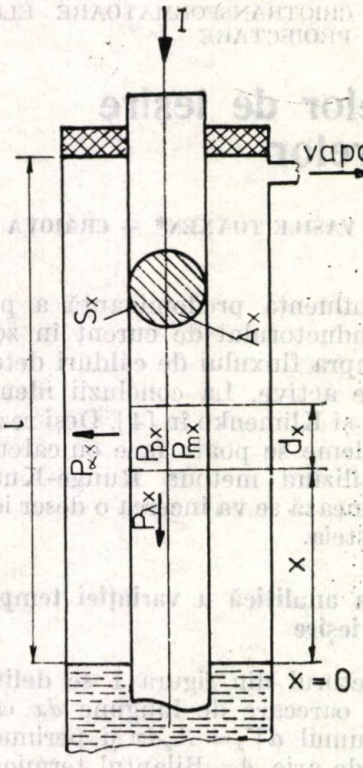


Fig. 1. Explicativă la detalii geometrice de calcul al bornei de ieșire.

d. Fluxul termic de disipație a căldurii în mediul de răcire prin suprafața laterală $S_x dx$:

$$P_{dx} = \frac{dQ_{dx}}{dt} = \alpha_t(x, t)\,(\theta - \theta_a)\, S_x \, dx, \qquad (4)$$

în care $\theta - \theta_a = \tau$ este supratemperatura conductorului cu temperatura θ față de temperatura θ_a a mediului de răcire; α_t este transmisivitatea termică globală (medie).

Pe baza principiului conservării energiei și utilizînd expresiile (1), (2), (3) și (4) se obține ecuația bilanțului termic pentru elementul de volum corespunzător coordonatei x:

$$P_{px} + P_{\lambda x} = P_{mx} + P_{dx}, \qquad (5)$$

sau sub formă explicită:

$$p + \lambda\frac{\partial^2\theta}{\partial x^2} = c\rho d\,\frac{\partial\theta}{\partial t} + \alpha t\,\frac{S}{A}\,(\theta - \theta_a), \qquad (6)$$

în care fiecare termen se exprimă în Wm^{-3} și corespunde fluxurilor termice menționate mai sus.

Solicitarea termică staționară $\left(\frac{\partial\theta}{\partial t} = 0\right)$ a căilor de curent (liniare), neomogene din punct de vedere termic poate fi caracterizată prin ecuația diferențială:

$$\lambda(\theta)\frac{d^2\theta}{dx^2} + p(\theta) - \alpha_t(\theta)\frac{S}{A}(\theta - \theta_a) = 0, \qquad (7)$$

unde $p(\theta) = J^2\rho(\theta)$, $\lambda(\theta)$ și $\alpha_t(\theta)$ sînt, implicit, funcții de spațiu deoarece temperatura variază în lungul axei căii de curent ($\theta = f(x)$). Este necesar să se calculeze, în regim termic staționar, distribuția temperaturii în lungul bornelor de ieșire cu secțiune constantă, parcursă de curentul I în prezența unei surse calorice exterioare, care se consideră ca fiind mediul ambiant ($\theta = 293°K$). Relația (7) este neliniară; ea devine [5]:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - a_1^2\theta + b_1^2 = 0, \qquad (8)$$

în care:

$$a_1 = \sqrt{\frac{\alpha_t S}{\lambda A}} \quad \text{iar} \quad b_1 = \sqrt{\frac{\alpha_t S}{\lambda A}\,\theta_a + \frac{J^2\rho}{\lambda}}.$$

S-a presupus că $\alpha_t \approx 100$ W/m² K, iar variația lui a_1, datorată lui λ, este de maximum 5%. Deci, cu o aproximație acceptabilă, a_1 se poate considera constant. Dacă în expresia lui b_1 se are în vedere faptul că vaporii fluidului criogenic udă borna de ieșire cu un debit suficient ca să avem o cădere maximă de temperatură dintre vapori și bornă de 8K, (fapt care se va arăta, în continuare) se poate considera, în calculul lui b_1, o valoare medie a lui ρ de maximum $3 \cdot 10^{-9}\ \Omega$. m, cu care se obțin rezultate satisfăcătoare. Rezolvarea ecuației (8) permite să se obțină o reprezentare a funcției $\theta(x)$ a distribuției în lungul conductorului cu originea axei ox la capătul unde se aplică sursa calorică exterioară fluidului criogenic:

$$\theta(x) = A_1 e^{a_1 x} + B_1 e^{-a_1 x} + \theta_s, \qquad (9)$$

în care soluția particulară:

$$\theta_s = \frac{b_1^2}{a_1^2} = \theta_a + \frac{J^2\rho A}{\alpha_t S}, \qquad (10)$$

reprezintă temperatura staționară a conductorului încălzit prin efect electrotermic de curent de conducție în lipsa sursei calorice exterioare.

Condiţiile de frontieră sînt:

$$\text{a) } x=0;\ \theta=\theta_m;\ P_{0x}=-\lambda A\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0},$$

$$\text{b) } x=l;\quad \left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=l}=0, \tag{11}$$

în care:

$$P_{0x}=q_{0x}A,$$

este fluxul termic axial determinat de sursa exterioară, exprimat în W:

$$q_{0x}=-\lambda\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0},$$

este densitatea fluxului termic în secţiunea $x=0$ determinată de sursa exterioară, exprimată în Wm^{-2}.

θ_m este temperatura maximă în secţiunea $x=0$, în grade K. Din condiţiile de frontieră, înlocuind în (9), rezultă:

$$\frac{A_1}{B_1}=e^{-2a_1l} \text{ şi } \theta_m-\theta_s=B_1(1+e^{-2a_1l}).$$

Deci:

$$B_1=\frac{\theta_m-\theta_s}{1+e^{-2a_1l}} \text{ şi } A_1=\frac{\theta_m-\theta_s}{1+e^{-2a_1l}}\cdot e^{-2a_1l}.$$

Înlocuind aceste valori în (9) se obţine:

$$\theta(x)=\frac{\theta_m-\theta_s}{1+e^{-2a_1l}}[e^{a_1(x-2l)}+e^{-a_1x}]+\theta_s, \tag{12}$$

căderea de temperatură $\theta_m-\theta_s$ se poate determina din condiţia (11 a):

$$P_{0x}=-\lambda A\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0}=-$$

$$-\lambda A\frac{\theta_m-\theta_s}{1+e^{-2a_1l}}[e^{a_1(x-2l)}-e^{a_1x}]_{x=0}^{a_1},$$

sau:

$$P_{0x}=\lambda A\frac{\theta_m-\theta_s}{1+e^{-2a_1l}}[1-e^{-2a_1l}]\sqrt{\frac{\alpha_t S}{\lambda A}}.$$

Rezultă:

$$\theta_m-\theta_s=\frac{P_{ox}(1+e^{-2a_1l})}{(1-e^{-2a_1l})\sqrt{\alpha_t S\lambda A}}. \tag{13}$$

Introducînd acest termen în (12) se obţine variaţia temperaturii în lungul bornei de ieşire a transformatorului:

$$\theta(x)=\frac{P_{0x}(1+e^{-2a_1l})}{(1-e^{-2a_1l})\sqrt{\alpha_t S\lambda A}}\cdot$$

$$\cdot[e^{a_1(x-2l)}+e^{-a_1x}]+\frac{I^2\rho_0}{S\alpha_t A}+\theta_a. \tag{14}$$

Interesează, de asemenea, expresia densităţii fluxului de căldură care este:

$$q(x()=-\lambda\frac{d\theta}{dx}=\frac{P_{0x}}{A}\cdot$$

$$\frac{1+e^{-2a_1x}}{1-e^{-2a_1l}}[e^{-a_1x}-e^{a_1(x-2l)}]. \tag{15}$$

Se observă uşor că fluxul este nul la capătul cald al bornei, cînd $x=l$.
Din (15), pentru cazul limită $x=0$, se obţine:

$$q_{0x}=\frac{P_{0x}}{A}(1+e^{-2a_1l}),$$

iar cînd $l\to\infty$ rezultă:

$$q_{0x}=\frac{P_{0x}}{A}.$$

Deci pentru l finit, neidealizat, fluxul este puţin mărit faţă de cazul $l\to\infty$. Fluxul termic axial are expresia:

$$P_{0x}=\lambda A\frac{\Delta\theta}{l},$$

unde $\Delta\theta$, pentru cazul cînd fluidul criogenic este azotul lichid, are valoarea:

$$\Delta\theta=293-77=216 \text{ K}.$$

2. Calculul diametrului bornei de ieşire

Relaţia (14) se poate reduce la următoarea expresie simplificată:

$$\theta(x)=u+\frac{I^2\rho_0}{S\alpha_t A}+Q_a, \tag{16}$$

unde:

$$u=\frac{P_{0x}(1+e^{-2a_1l})}{(1-e^{-2a_1l})\sqrt{\alpha_t S\lambda A}}[e^{a_1(x-2l)}+e^{-a_1x}],$$

expresie care se poate neglija. Rezultă :

$$\theta_x - \theta_a = \frac{4 I^2 \rho_0}{\pi^2 \alpha_t} \cdot \frac{1}{d_b^3}, \qquad (17)$$

unde d_b reprezintă diametrul bornei de ieșire.

Se poate obține, deci, o relație aproximativă de calcul al diametrului bornelor de ieșire ale unui criotransformator, spălate de vaporii fluidului criogenic :

$$d_b = \sqrt[3]{\frac{0{,}4\, I^2 \rho(\theta)}{\alpha_t(\theta)(\theta - \theta_f)}}, \qquad (18)$$

unde :

$\theta_f = 77$ K la $L\,N_2$ și $\theta_f = 4{,}3$ K la LHe.

3. Exemplificare

Pentru bornele de ieșire de joasă tensiune, confecționate din cupru, ale unui criotransformator de 630 kVA, 6,0/0,4 kW, rezultă următoarea valoare (la capătul rece) :

$$d_b = \sqrt[3]{0{,}4\, \frac{(909{,}3207)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-7}}{1500}} \approx 8 \cdot 10^{-3} \text{ m}.$$

Într-adevăr, înlocuind în (16), în expresia lui u, pe a_1 cu valoarea :

$$a_1 = \sqrt{\frac{\alpha_t S}{\lambda A}} = \sqrt{\frac{1500\, \pi \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{393 \cdot \pi \dfrac{(8 \cdot 10^{-3})^2}{4}}} = 43{,}68,$$

rezultă, potrivit unei lungimi a bornei, aleasă din considerente de izolație $l = 0{,}3$ m, valoarea :

$$u \approx 4{,}7 \cdot 10^{-5},$$

valoare mult inferioară unității.

4. Calculul variației rezistivității în lungul bornei de ieșire

Se liniarizează, în acest sens, dependența rezistivității cuprului de temperatură :

$$\rho[\theta(x)] = \rho_{293}\{1 + \alpha[\theta(x) - 293]\}. \qquad (19)$$

Înlocuind pe α cu valoarea : $\alpha = 0{,}0042\ (°C)^{-1}$, rezultă expresia rezistivității :

$$\rho[\theta(x)] = 2 \cdot 10^{-8}\{1 + 0{,}0042[\theta(x) - 293]\}. \qquad (20)$$

Variația temperaturii în lungul bornei de ieșire are forma :

$$\theta(x) - 77 = C_1[e^{a_1(x-0{,}6)} + e^{-a_1 x}] + C_2 \rho(x). \qquad (21)$$

Pentru a determina cele două constante se folosesc condițiile de frontieră :

a — la $\theta(x) = 293°$ K, pentru $x = 0$

b — la $\theta(x) = 77°$ K, pentru $x = 0{,}3$.

Corespunzător unei valori α_t (pentru vapori de azot) de 100 $\frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}}$ rezultă :

$$C_1 = 648\,; \quad C_2 = -216 \cdot 10^{-8}.$$

Introducînd pe C_1 și C_2 în (21) se obține :

$$\theta(x) - 77 = 648[e^{11{,}3(x-0{,}6)} + e^{-11{,}3x}] - 216 \cdot 10^8 \rho(x). \qquad (22)$$

Astfel, cu (22) relația (20) devine :

$$\rho(x) = 2 \cdot 10^8\{1 + 0{,}0042[648(e^{11{,}3(x-0{,}6)} + e^{-11{,}3x}) - 216 \cdot 10^8 \rho(x) - 216]\}.$$

Rezultă, în final :

$$\rho(x) = 7{,}15 \cdot 10^{-10} + 2 \cdot 10^{-8}[e^{11{,}3(x-0{,}6)} + e^{-11{,}3x}]. \qquad (23)$$

5. Determinarea rezistenței ohmice a bornei de ieșire

Valoarea rezistenței ohmice a bornei, avînd în vederea variația rezistivității în lungul ei se determină cu :

$$R = \frac{1}{A}\int_0^l \rho(x)\, dx. \qquad (24)$$

Rezultă :

$$R = \frac{1}{5 \cdot 10^{-5}}\int_0^{0,3}\{7{,}15 \cdot 10^{-10} + 2 \cdot 10^{-8}[e^{11{,}3(x-0{,}6)} + e^{-11{,}3x}]\}\, dx.$$

În final : $R = 5{,}13 \cdot 10^{-5}\ \Omega$ (pentru borna de joasă tensiune).

6. Calculul inițial al pierderilor prin bornele de ieșire

Pierderile prin efect electrocaloric au expresia :

$$P_J = RI^2 = 5{,}13 \cdot 10^{-5} (909{,}3267)^2 = 42{,}4 \text{ W}.$$

Aceste pierderi au fost calculate pentru un coeficient de transmisivitate (convecție) :

$$\alpha_t = 100 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{ K}} \cdot$$

Pierderile datorate diferenței de temperatură dintre mediul ambiant și fluidul criogenic, care vor fi denumite pierderi statice, se calculează cu expresia :

$$P_s = \lambda A \frac{\Delta\theta}{l} \qquad (25)$$

și au valoarea :

$$P_s = 393 \frac{\pi(8 \cdot 10^{-3})^2}{4} \cdot \frac{216}{0{,}3} = 14{,}22 \text{ W}, \qquad (25)$$

(pentru borna de joasă tensiune).

Deoarece pierderile statice au o valoare constantă, este de dorit ca și pierderile dinamice să aibă aceeași valoare, pentru ca într-adevăr, din considerente de optimizare la $d_b = 8$ mm (sau $A = 5 \cdot 10^{-5}$ m^2), pierderile totale să aibă o valoare minimă de aproximativ 30 W.

7. Calculul coeficientului de convecție al vaporilor de azot ce trec prin borna de ieșire

Ca să se poată calcula coeficientul de convecție maxim posibil sînt necesare debitul de vapori de azot și viteza de deplasare a acestora pe lîngă bornele de ieșire. În cazul criotransformatorului pentru care se face exemplificarea, în urma calculelor s-a ajuns la următoarele valori :

$$m_{N_2} = 0{,}0096 \frac{\text{m}^3}{\text{s}} \quad \text{și} \quad w = 15{,}5 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot$$

Potrivit relației criteriale a lui Mac-Adams [6, p. 422] rezultă :

$$N_u = 0{,}023 \, R \cdot e^{0{,}8} \cdot P_r^{0{,}4}. \qquad (26)$$

Explicitînd (26) se obține :

$$\frac{\alpha_t d_b}{\lambda_{N_2}} = 0{,}023 \left(\frac{w d_b}{\nu} \right)^{0{,}8} \cdot P_r^{0{,}4}, \qquad (27)$$

unde λ_{N_2} depinde mult de temperatură, micșorîndu-se la scăderea acesteia ; este rațional să se includă în calcul valoarea λ_{N_2}, corespunzătoare temperaturii celei mai scăzute a gazului [1] adică :

$$\lambda_{N_2} = 0{,}007 \frac{\text{W}}{\text{mK}} \text{ [7, p. 320]},$$

ν este vîscozitatea cinematică a gazului ;
P_r — criteriul Prandtl.

Din [8, p. 440], prin extrapolare, se obțin și celelalte valori :

$$\nu = 2{,}4 \cdot 10^{-6} \frac{\text{m}^2}{\text{s}},$$

$$P_r = 0{,}7.$$

Înlocuind în (27) rezultă $\alpha_t = 103 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot$

Se regăsește, astfel, valoarea $\alpha_t = 100 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}}$, cu care s-a operat anterior.

Pe de altă parte, însă, la calculul rezistenței ohmice a bornei nu s-a ținut seama de căderea de temperatură dintre vaporii de azot răciți și borna de ieșire.

8. Calculul căderii de temperatură dintre vaporii de azot și borna de ieșire

Căderea de temperatură se calculează cu relația lui Newton :

$$0 = \frac{q}{\alpha_t}, \qquad (28)$$

unde q este fluxul termic prin bornă :

$$q = \frac{P_T}{S_l},$$

în care :

$$P_T = P_S + P_j = 14{,}22 + 42{,}4 = 56{,}62 \text{ W}.$$

Rezultă :

$$q = \frac{56{,}62}{\pi \cdot 0{,}008.0{,}3} = 7509 \frac{\text{W}}{m^2} \cdot$$

Înlocuind în (28) se obține :

$$\theta = 75°\text{K}.$$

Temperatura maximă din bornă este deci :

$$\theta_{max} = 77 + 75 = 152°\text{K}.$$

Potrivit acestei temperaturi rezultă o rezistivitate maximă :

$$\rho_{152K} = 6 \cdot 10^{-9}\ \Omega\text{m}.$$

În acest caz pierderile dinamice scad la valoarea $P_j = 29{,}76$ W, iar cele totale la $P_T = 44$W.

Se observă, însă, că fluxul termic $q = 7\,509 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$ este foarte mare. De aceea, conform procedeului din [1], se presupune că un conductor de curent este realizat sub forma unui fascicul de conductori paraleli din cupru, cu diametrul $d=1$ mm, introdus într-un tub izolator prin care circulă vaporii de azot. Din egalitatea secţiunilor :

$$5 \cdot 10^{-5} = n\,\pi \frac{(0{,}001)^2}{4},$$

rezultă :

$n = 64$ conductori.

9. Recalcularea pierderilor totale prin bornele de ieşire

Noul flux de căldură este :

$$q = \frac{P_T}{S_l} = \frac{44}{64\,\pi \cdot 0{,}001 \cdot 0{,}3} = 734 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}.$$

Căderea de temperatură dintre vapori şi borne devine :

$$\theta = \frac{734}{100} = 7{,}34\ \text{K}.$$

Se consideră :

$$\theta_{max} = 77 + 8 = 85\ \text{K}.$$

Rezultă rezistivitatea maximă $\rho_{85K} = 3 \cdot 10^{-9}\ \Omega \cdot \text{m}$.

Această valoare justifică faptul că, influenţa predominantă a porţiunii scurte a conductorului de curent în faza cea mai rece asupra fluxului de căldură, determinat de pierderile active, este esenţială, aşa cum afirmă Williams, Keilin şi Klimenko.

Pierderile dinamice devin :

$$P_j = n \left(\frac{I}{64}\right)^2 \frac{\rho_{85\,K}}{S_c} \cdot l =$$

$$= 64 \left(\frac{909{,}3267}{64}\right)^2 \frac{3 \cdot 10^{-9} \cdot 0{,}3}{\frac{\pi\,(0{,}001)^2}{4}} = 14{,}8\ \text{W}.$$

Se obţine, în acest fel, valoarea reală a pierderilor totale :

$$P_T = P_s + P_j = 14{,}22 + 14{,}8 \approx 30\ \text{W}.$$

Potrivit rezultatelor acestui studiu, optimizarea secţiunii bornei de joasă tensiune ($A = 5 \cdot 10^{-5}$ m². sau $d_b = 8 \cdot 10^{-3}$ m) reiese, intuitiv, din comparaţia următoare :

pentru $d_b = 0{,}004$ m ; $P_s = \frac{15}{4} = 3{,}75$ W ;
$P_j = 15.4 = 60$ W ;
$P_T = 63{,}75$ W ;

pentru $d_b = 0{,}008$ m $P_s = 15$ W ;
$P_j = 15$W ;
$P_T = 30$W ;

pentru $d_b = 0{,}016$ m $P_s = 15.4 = 60$W ;
$P_j = \frac{15}{4} = 3{,}75$ W.
$P_T = 63{,}75$ W.

Rezultă că :

$$P_{T_{min}} = 30\ \text{W}.$$

Bibliografie

[1] *Roisen L. I.* s.a. Calculul conductorilor de curent din cupru răciţi pentru instalaţiile electrotehnice criogenice I.F.J., vol. **20**, Nr. 2, 1971, p. 358–359.

[2] *Wiliams J. E. C.* Connerflow curent leads for cryogenic application, Cryogenics, Nr. 4, 1963, p. 234–238.

[3] *Donadieu, I., Dammann, C.* Études des traversées de courant pour enceinte cryogénique, R. G. E., Nr. 2, 1968, p. 193–203.

[4] *Keilin, V. E., Klimenko, E.* Investigation into high curent leades in liquid helium applications, Cryogenics, Nr. 1, 1966, p. 222–228.

[5] *Suciu, I.* Bazele calculului solicitărilor termice ale aparatelor electrice, Ed. tehn., Bucureşti, 1980.

[6] *Leonăchescu, N.* Termotehnică, Ed. did. şi ped., Bucureşti, 1981.

[7] *Rănjević, K.* Tabele şi diagrame termodinamice, Ed. tehn., Bucureşti, 1978.

[8] *Leonăchescu, N.* şi alţii. Probleme de termotehnică, Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1977.

CZ 681.332 : 001.5

CALCULATOARE ELECTRONICE
CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ

Calculatoarele în cercetarea științifică

IOAN BOCONCIOS, EUGENIU DIATCU* — BUCUREȘTI

În prezent sarcinile principale care stau în fața tuturor ramurilor economiei naționale constau în : reducerea consumului de materii prime, materiale, energie și combustibil, creșterea calității și competitivității produselor, introducerea în ritm accelerat a cuceririlor revoluției științifice și tehnice contemporane, ceea ce are drept efect creșterea productivității muncii și reducerea cheltuielilor materiale, pentru manoperă și generale, adică o eficiență mai ridicată a întregii activități. Practica mondială, ca și a țării noastre, arată că eficiența cea mai mare se obține dacă realizarea acestor obiective se urmărește încă de la concepția produselor, din etapa de cercetare și proiectare a acestora.

Pe de altă parte, dezvoltarea tehnicii necesită creșterea puterii agregatelor și mașinilor, intensificarea proceselor tehnologice, creșterea vitezelor de lucru, a temperaturilor, presiunilor și sarcinilor în materialele constructive ale mașinilor și aparatelor, a fiabilității, preciziei și rapidității de acționare a diferitelor echipamente și instalații. Rezolvarea acestor probleme nu este posibilă fără cercetarea multilaterală și aprofundată a proceselor care au loc în mașini, aparate, sisteme. În multe cazuri, dependențele matematice care descriu aceste procese, datorită complexității schemelor, existenței elementelor cu parametri distribuiți, fenomenului de saturare și altor neliniarități sînt atît de complicate încît calculul prin metode obișnuite, clasice, este, practic, imposibil.

Întîlnindu-se cu asemenea greutăți, inginerul, cercetătorul, recurge la modelarea cu ajutorul calculatorului electronic. Modelarea și simularea cunosc în prezent o largă răspîndire și în electrotehnică deoarece permit cercetarea proceselor în sistemele electrice, precizarea teoriei funcționării diferitelor dispozitive și agregate, verificarea rezultatelor proiectării și a diferitelor relații matematice, obținerea unei reprezentări mai complete și mai elocvente a fenomenelor.

Modelele au o mare importanță și din punct de vedere al instruirii, permițînd reproducerea oricît de des se dorește a unor regimuri de avarie și studiul acestora, reducerea timpului necesar pentru pregătirea personalului de exploatare și întreținere, pentru acumularea experienței necesare, ceea ce astfel, avînd în vedere că defecțiunile, regimurile grele au loc foarte rar, era cunoscut numai de un specialist cu o mare vechime.

Se știe, de asemenea, că la crearea noii tehnici se cheltuiesc multe forțe și mijloace pentru realizarea și studierea diferitelor modele fizice, diferitelor exemplare experimentale intermediare (model de laborator, model experimental). Dacă sînt însă cunoscute ecuațiile diferențiale care descriu fenomenele din instalația proiectată, cu ajutorul calculatorului electronic numeric se pot calcula procesele respective pentru un număr mare de variante constructive și alege cea mai bună, realizîndu-se importante economii de materiale, de timp și de forță de muncă de înaltă calificare.

Cu ajutorul calculatorului electronic se pot determina, prin calcul, regimurile cele mai avantajoase de funcționare a instalațiilor complexe, ceea ce permite reducerea volumului de cercetări experimentale, lucrărilor de modelare fizică, încercărilor pe exemplarele experimentale intermediare.

Calculatoarele electronice numerice constituie, în prezent, cel mai puternic mijloc de calcul și modelare pentru rezolvarea celor mai complicate probleme inginerești în cele mai diferite domenii ale tehnicii. Este necesar numai ca problema să admită o metodă numerică de rezolvare. Aceasta se alege din diferite considerente ca : precizia necesară, simplitatea și rapiditatea programării la calculatorul dat etc.

Se știe că numărul problemelor care trebuie rezolvate de sistemul om-mașină este cu mult mai mare decît al acelora care pot fi rezolvate automat, iar rezolvarea cu succes a majorității problemelor privind proiectarea sistemelor complexe nu se poate face fără participarea omului. Munca în comun a omului și calculatorului, permițînd îmbinarea armonioasă a gîndirii creatoare și intuiției umane, cu viteza mare de lucru și posibilitățile informaționale ale calculatorului, dă rezultate calitativ noi. Sistemele de calcul utilizate în acest scop trebuie să aibă în configurație terminal conversațional, inclusiv dispozitiv, dacă este posibil, pentru introducerea directă numerică a graficelor (de ex. a caracteristicilor tensiune-curent), ieșire pe graph-plotter și/sau display grafic, iar calculatorul trebuie să aibă posibilități de funcționare în regim conversațional, multiutilizator și memorie internă de mare capacitate.

* Ing. *Boconcios I.*, dr. ing., *Diatcu* E. — ICPE București.

Evident, interacțiunea om-mașină poate fi asigurată numai prin intermediul limbajelor de programare. Dacă primele limbaje-mașină cereau din partea utilizatorului nu numai cunoașterea lor, dar și anumite deprinderi și chiar o artă pentru a le folosi, în prezent se tinde ca acestea să se apropie cît mai mult posibil de limbajul natural, se tinde ca mașina să înțeleagă și să întrebuințeze acest limbaj.

Limbajele de programare se împart în două grupe mari :

1 — limbaje dependente de calculator (în cod mașină — nivelul 1, de asamblare — nivelul 2), care sînt specifice pentru fiecare tip de calculator. Programele elaborate în aceste limbaje sînt voluminoase, cuprind o mulțime de operații mărunte, simple și, de obicei, sînt înțelese bine numai de cel ce le-a elaborat ; trecerea la utilizarea unui alt tip de calculator impune rescrierea programelor ;

2 — limbaje independente de calculator sau limbaje algoritmice. Aceste limbaje permit rezolvarea unei anumite clase de probleme (limbaje algoritmice universale) și nu depind de tipul curent de calculator utilizat (nivelul 3). Dintre acestea, cea mai largă întrebuințare o au FORTRAN, ALGOL, PL-1, BASIC — pentru calcule tehnico-științifice, COBOL — pentru probleme de gestiune economică (prelucrarea de volume mari de date), SIMULA, SIMSCRIPT — pentru modelarea proceselor fizice complexe. Aceste limbaje permit utilizatorului să se concentreze asupra procedurii de rezolvare a problemei puse, din care cauză se mai numesc și limbaje orientate pe proceduri, mijloacele de descriere a procedurilor în program fiind apropiate de cele folosite pentru descrierea problemei la rezolvarea ei manual. Tot din această categorie de limbaje fac parte și cele orientate pe probleme specifice unui anumit domeniu al științei și tehnicii (nivelul 4). Asemenea limbaje permit utilizatorului să formuleze problemele și algoritmii lor de rezolvare, practic în termeni specifici domeniului dat. Din această cauză ele sînt foarte apropiate de limbajul cu care operează specialiștii respectivi și au o eficiență foarte ridicată, permițînd scrierea compactă a algoritmilor (limbaje pentru proiectare automată, rezolvarea problemelor de arhitectură, proiectarea mașinilor cu comandă-program, proiectarea logică a calculatoarelor etc.). Neajunsul limbajelor din această categorie constă în complicarea relativă a sistemului de calcul (necesitatea compilatoarelor și a unui volum mare de memorie internă).

Pentru realizarea programului de lucru este necesar, în primul rînd, să se reprezinte foarte clar desfășurarea întregului proces de calcul (formulele de calcul utilizate, în ce ordine și în funcție de ce condiții se utilizează una sau alta din formule, de cîte ori se efectuează calculele cu aceleași formule, care sînt numerele asupra cărora se efectuează operațiile respective, ce rezultate intermediare trebuie memorate în vederea unor calcule ulterioare, ce rezultate finale trebuie extrase etc.). Cu alte cuvinte, este necesar să se elaboreze, pe baza modelului fenomenologic, modelul matematic, algoritmul de calcul, schema logică, iar pe baza acesteia programul într-unul din limbajele evoluate, de obicei FORTRAN.

Se consideră că eforturile de programare în diferite limbaje pentru un programator de înaltă calificare reprezintă : 100% — pentru nivelul 1 ; 90% — pentru nivelul 2 ; 40—60% — — pentru nivelul 3 și 20—40% — pentru nivelul 4.

În practica americană de estimare a eforturilor de programare se ia ca unitate numărul de zeci de pagini de formulare de programare în limbajul respectiv : 1—19 pagini = programe de dimensiunea 1, 20—29 pagini — programe de dimeniunea 2, 30—39 pagini — programe de dimensiunea 3 ș.a.m.d. Pentru aprecierea unei pagini de format, de exemplu în limbaj COBOL, se consideră că aceasta corespunde în medie la 20 de instrucțiuni.

Aceste aprecieri trebuie luate sub rezerva că, în prezent, lipsesc metode fundamentate științific pentru estimarea cheltuielilor cu elaborarea programelor. De aceea, de obicei, într-o primă etapă, se face o apreciere grosieră a complexității și eforturilor de elaborare a programelor, care, de regulă, este optimistă, în sensul că se subapreciază aceste eforturi. Pe măsură ce programele sînt împărțite în subprograme și module, se definesc specificațiile și se elaborează programele, estimările inițiale se precizează, luîndu-se în considerație lucrările ce n-au putut fi prevăzute la început sau, care pe parcurs s-au dovedit mai dificile decît s-a presupus. Cea mai simplă metodă de estimare a duratei de elaborare a programelor o reprezintă utilizarea tabelelor statistice, întocmite pe baza experienței acumulate pînă în prezent.

Elaborarea unui program cuprinde trei etape principale : *de studiu* (descrierea problemei de rezolvat, alegerea algoritmilor ș.a.), *scrierea propriu-zisă a programului* și *rodajul* (testarea și punerea la punct a acestuia). Faza de studiu (proiectarea preliminară și detaliată) absoarbe, în general, de două ori mai mult timp decît cea de scriere a programului. Acest raport se inversează însă, dacă se iau în considerație costurile totale, deoarece erorile comise în faza de studiu, sînt cele mai ușor de detectat și corijat, în timp ce erorile comise în etapa programării propriu-zise se detectează mai greu și au consecințe mai grave. Calitatea lucrărilor din această etapă depinde nu numai de calificarea programatorului și punerea corectă a problemei de rezolvat, ci mai ales de limbajul de programare utilizat. Se subliniază încă odată că alegerea unui limbaj evoluat, mai mult sau mai puțin orientat spre un domeniu de

aplicație (gestiune, calcul, timp real etc.) constituie un factor important în minimizarea riscului erorilor de programare.

Importanța unui sofware bun, în cazul micro și minicalculatoarelor, a devenit mai mare ca oricînd. Programele pentru microcalculatoare se înscriu definitiv în memorii permanente și erorile eventuale se multiplică, difuzîndu-se la un număr mare de utilizatori, lipsind elementele de întreținere software centralizate de la calculatoarele mari, datorită imposibilității de a ține evidența aplicațiilor microcalculatoarelor fabricate și utilizate, în cantități uriașe.

Elaborarea software-ului este o activitate scumpă, reprezentînd manoperă de înaltă calificare, utilizînd o perioadă lungă de timp.

În ceeace privește programele de aplicație, trebuie avut în vedere că viteza tipică de redactare a unui program variază de la 1 la 5 instrucțiuni/oră (analiză, corecții, validare etc.), pentru un programator mediu.

Numărul personalului de programare necesar se determină din manopera aferentă diferitelor tipuri de lucrări și productivitatea medie a programatorilor, care este foarte diferită, în funcție de individualitatea și pregătirea fiecăruia. Norme de muncă pentru programatori, fundamentate științific, nu există. La calculul numărului de programatori trebuie luată în considerație o serie de factori ca : numărul și caracterul problemelor care trebuie rezolvate, complexitatea lucrărilor care trebuie executate, modul de organizare a activității, mijloace software și hard-ware avute la dispoziție pentru automatizarea programării, cerințele normelor și standardelor.

În comparație cu un specialist care cunoaște atît domeniul problemelor de rezolvat, cît și limbajul de programare, un specialist care nu cunoaște limbajul elaborează programul respectiv într-un timp de 4 ori mai mare, iar o persoană care n-are nici o cunoștință nici despre domeniu, nici despre limbajul de programare într-un timp de 10 ori mai mare. Aceeași problemă este rezolvată de un programator cu stagiu sub 3 ani, de 3 ori mai încet decît unul cu stagiu peste 7 ani, iar scrierea unui program în limbaj-mașină necesită un timp cu 27% mai mare decît dacă programul respectiv s-ar scrie într-un limbaj algoritmic (evoluat).

Sam Graham de la Centrul IBM de marketing pentru dezvoltarea aplicațiilor consideră că pentru creșterea productivității în domeniul software-ului de aplicație este necesar să se facă apel la cele trei metode cunoscute de creștere a productivității în oricare altă activitate industrială : investiții în echipamente (sisteme de dezvoltare, terminale interactive ș.a.), implementarea de tehnici de producție mai sofisticate (de ex. programare structurală, limbaje evoluate moderne) și crearea ambianței umane corespunzătoare. Reușita în ameliorarea metodelor de realizare a softwareului de aplicație depinde cel puțin în parte de măsura în care programatorii au la dispoziție terminale interactive cu ecran pentru accesul la calculatorul pe care testează (emulează) programele elaborate. Idealul ar fi ca fiecare programator să dispună de propriul terminal, evident cu condiția ca timpul de răspuns al acestuia să fie cît mai mic posibil (să nu depășească o secundă). În caz contrar poate fi foarte dificil, chiar imposibil, să se obțină o creștere a productivității în elaborarea programelor de aplicație.

Proiectarea programului (sistemului, pachetului de programe), ținînd seama de sistemul de calcul utilizat, cerințele utilizatorului și condițiile în care urmează să fie utilizat sistemul de programe respectiv constituie sarcina inginerului de software, profesie care se dezvoltă tot mai mult, odată cu extinderea utilizării mini și microcalculatoarelor și, implicit, a unei tot mai strînse dependențe între hard și soft. Modificarea programelor conform algoritmilor specifici aplicației date, în limbajul de programare adecvat, revine programatorilor. Menționăm totodată că proiectarea programelor (software engineering) reprezintă o activitate iterativă.

Progresele în domeniul ingineriei software au fost însemnate în special sub unghi teoretic. În practică, în 20 de ani costul elaborării programelor nu a scăzut decît de circa 3 ori, în comparație cu costul hardware-ului, care a scăzut de 100 ori. Numărul de defecte nedetectate la o mie de linii-sursă rămîne ridicat, eficiența cumulată de îndepărtare a anomaliilor nedepășind 90—95%.

În general, se poate considera că programele au devenit în ultimii 10 ani elementul major al dezvoltării informaticii. Cu dimensiuni între sute sau mii pînă la cîteva milioane de linii-sursă, sistemele de programe prezintă, în afară de costul ridicat, evaluat în S.U.A. la circa 10—20$ pentru o linie-sursă (în U.R.S.S. circa 20 ruble/instrucțiune), și dificultăți de elaborare, implementare și întreținere, dintre care unele au fost menționate mai înainte.

Dimensiunile programelor sînt, de regulă, în concordanță cu dimensiunile calculatoarelor pe care sînt implementate.

Realizarea sistemelor mari de programe este mai simplă, dacă subsistemele componente au cuplaje slabe, decît în cazul subsistemelor cu interacțiuni foarte puternice.

Se menționează că durata elaborării unor programe complexe, de regulă nu este legată de numărul de programatori, ci de posibilitățile de distribuire a sarcinilor între diferiți programatori și de complexitatea relațiilor dintre aceștia. Cu creșterea numărului de programatori, durata de elaborare se reduce substanțial

numai la programele, ale căror părți sînt independente, iar dacă acestea nu pot fi împărțite între diferiți programatori durata este independentă de numărul acestora. Pentru programele, între ale căror părți există relații complexe, există un număr optim de programatori, pentru care se obține durata minimă de elaborare.

O etapă importantă în elaborarea programelor o reprezintă testarea și validarea lor, care pentru programe complexe ocupă circa jumătate din timpul de elaborare. Testarea și validarea se face mai întîi individual, pe părți componente precis definite, verificîndu-se modul în care se realizează procedurile exprimate prin algoritmi sau scheme logice și în ce măsură rezultatele obținute corespund problemei puse inițial. Validarea finală a programului se face prin verificarea legăturilor dintre subprograme și a programului în ansamblu, sau pe exemple de control, evident după ce au fost înlăturate erorile depistate la validarea individuală. Erorile evidențiate cu acest prilej pot fi erori de logică a programului, de algoritmizare, de înțelegere incorectă a condițiilor problemei de rezolvat, de neîndeplinire corectă și completă a specificațiilor pentru programe ș.a.

Practica arată că, la elaborarea programelor complexe, cum sînt de exemplu, cele de aplicații industriale, proiectare tehnică și pregătire a fabricației asistată de calculator, cele mai multe erori se produc în primele etape de elaborare a sistemelor de programe, și cu cît erorile sînt descoperite mai tîrziu, cu atît costul corecției lor este mai mare (fig. 1). Așa, de exemplu, corecția unei erori descoperite în etapa

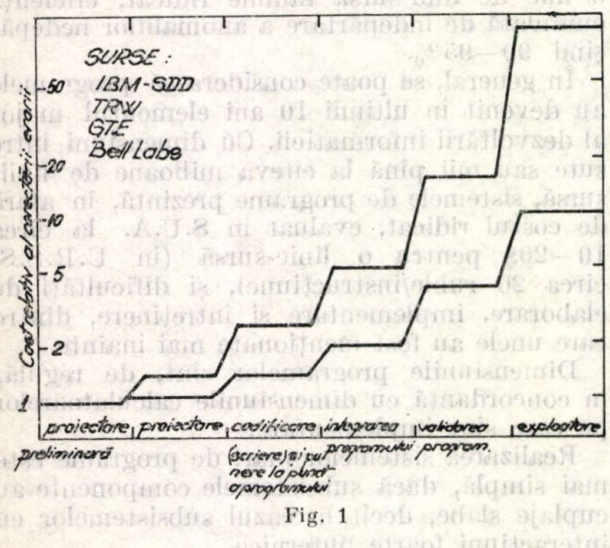


Fig. 1

exploatării programului costă, în funcție de complexitatea acestuia, de 10—100 ori mai mult decît dacă aceeași eroare ar fi fost descoperită în etapa proiectării preliminare a programului respectiv. În general, costurile corecției erorilor cresc mai ales dacă ele sînt descoperite după ce programele au fost codificate (scrise).

O metodă eficientă de creștere a productivității software-ului o reprezintă înglobarea acestuia în hard (firmware). Un exemplu elocvent în această privință îl constituie microprocesoarele de 16 și 32 biți de generația a treia (TMS 99 000) și microprocesoarele de 32 biți.

O etapă nouă în utilizarea calculatoarelor electronice numerice în cercetare și proiectare o reprezintă sistemele-expert caracterizate prin aceea că ele manipulează cunoștințe și nu date. Sistemele-expert reprezintă prima aplicație operațională a cercetărilor în domeniul inteligenței artificiale (IA), al căror obiect este studierea — în scopul reproducerii pe calculator — a comportamentului uman în ceea ce privește perceperea, înțelegerea și adoptarea de decizii.

A defini complet și precis inteligența este imposibil, aspectele ei fiind inepuizabile. La o primă abordare, inteligența este capacitatea de a cunoaște și a înțelege, facultate de a descoperi proprietățile obiectelor și fenomenelor înconjurătoare, a relațiilor esențiale dintre acestea, dublată de posibilitatea de a găsi ieșiri din anumite situații, adaptîndu-se la împrejurări noi, prin urmare posibilitatea de a rezolva probleme noi.

Anul de naștere a inteligenței artificiale se consideră a fi 1950, cînd a apărut articolul lui A. Turing „Mecanismele de calcul și inteligența", în care autorul încearcă să răspundă la întrebarea: pot mașinile să gîndească? și cînd pentru prima dată se dă unei mașini calificativul „inteligent" pe baze comportamentale.

Inteligența unui sistem tehnic este definită prin modul în care acesta se comportă, adică reproduce comportări umane inteligente, realizează funcții ale intelectului uman, iar nu prin modul în care este el construit. Deci, pentru ca un alt sistem decît omul să fie inteligent, el nu trebuie neapărat dotat cu un creier uman (sediul inteligenței naturale), sau cu ceva care să reproducă în detaliu funcționarea acestuia, ci este suficient să se comporte inteligent: „Un sistem este considerat că are proprietatea de inteligență, pe baza comportării sistemului, dacă se poate adapta la noi situații, are capacitatea de a raționa, de a înțelege legăturile dintre fapte, de a descoperi înțelesuri și de a recunoaște adevărul. De asemenea, ne așteptăm ca un sistem inteligent să învețe; cu alte cuvinte să-și îmbunătățească performanțele pe baza experienței trecute" [1].

Prima manifestare a IA a avut loc în 1956, cînd A. Newell, S. C. Shaw și H. Simion au prezentat programul LT (Logic Theorist), care putea demonstra teoreme din calculul propozițional (probleme din Principia Mathematica, în care soluțiile erau demonstrații, folosind pentru aceasta inferențe logice, deci demonstrații).

Necesitatea raționamentului logic apare în abordările folosind ca metode de descriere și rezolvare a problemelor spațiul stărilor sau reducerea problemelor atunci, cînd se dorește să se identifice o stare sau o operație din mulțimile de stări și operații, respectiv, atunci cînd se elimină variante inutile de rezolvare.

O descriere a unei probleme de rezolvat necesită descrieri ale stării inițiale (actuale) a universului problemei, a stării (stărilor) finale, precum și a operațiilor care pot modifica starea universului problemei (UP) și a condițiilor (restricțiilor) care interzic trecerea prin anumite stări. Totalitatea stărilor în care se poate afla UP formează spațiul stărilor, care dă și denumirea categoriei de metode de rezolvare ce folosesc asemenea descrieri ale problemei. Ideea de bază a unei astfel de metode constă în căutarea în spațiul stărilor a unei stări finale, pornind de la cea inițială; de aici necesitatea optimizării căutării.

Înrudită cu metoda precedentă este și metoda reducerii problemei, care constă în împărțirea problemei în subprobleme, astfel încît soluționarea acestora implică soluționarea problemei, fără însă ca aceasta să însemne că soluția finală (a problemei) se obține reunind soluțiile subproblemelor, și că pot exista grupuri alternative de subprobleme, fiecare din ele prin rezolvare putînd conduce la soluția problemei. Tehnicile de căutare au și aici un rol important pentru a verifica subprobleme în mulțimea alternativelor de subprobleme. Scopul principal al metodei este ca prin împărțirea pe subprobleme să se poată ajunge la probleme simple care pot fi ușor rezolvate.

În domeniul raționamentului logic, programele demonstrează afirmații folosind o colecție (bază de date) de fapte, în care caută fapte relevante demonstrației. Fiecare din faptele colecției este o structură complexă de date.

În scopul creșterii eficienței sistemului sînt necesare :

— restrîngerea căutării în baza de date la cît mai puține fapte și anume la cele relevante pentru demonstrație;

— păstrarea „urmei" raționamentului pentru eventuale reveniri, dacă demonstrația eșuează;

— actualizarea bazei de date atunci cînd noi fapte se acumulează.

În majoritatea cazurilor, produsele inteligenței artificiale sînt programe complexe, construite folosind metode proprii domeniului și specificate în limbaje de programare, uneori foarte diferite de cele obișnuite în practica programării, fără a exista, pînă în prezent, argumente riguroase că oamenii „ar gîndi" la fel ca și programele sau vice-versa. Cunoscînd cum gîndesc oamenii în anumite situații și cum funcționează programele, se poate decide prin comparație asupra asemănărilor și diferențelor, sau cînd cunoștințele respective lipsesc, se poate utiliza comparația pentru a elabora noi teorii despre gîndirea umană sau pentru a face noi progrese fundamentale în inteligența artificială; elementele fundamentale pe baza cărora sînt construite programele IA reprezintă presupuse modele ale unor fenomene proprii inteligenței umane.

Pentru a putea reprezenta în calculator datele și prelucrările aferente acestora, impuse de metodele de rezolvare din LT sau GPS (General Problem Solver — program bazat pe metoda eliminării diferențelor existente între starea curentă a universului problemei (UP) și scopul propus), Newell și Simion au introdus un nou tip de structură — lista, care prin joncțiune cu un mod pur formal de specificare a algoritmilor (calculul lambda) a dus la nașterea celui mai utilizat limbaj în inteligența artificială — LISP (List Processing Language), elaborat în 1962 de Mc. Carthy.

În prima perioadă a dezvoltării IA (anii' 60), se spera ca multe procese proprii inteligenței umane să poată fi aduse la forma demonstrării unor teoreme, dar s-a dovedit repede că demonstratoarele generale de teoreme sînt ineficiente și destul de greu de utilizat în cazul unor aplicații concrete, ajungîndu-se la concluzia că eficiența programelor IA poate fi îmbunătățită prin ghidarea funcționării lor pe baza cunoștințelor proprii domeniului de aplicație, apărînd astfel sistemele-expert, necesitatea reprezentării cunoștințelor de care dispun specialiștii unui domeniu particular de aplicație, în care scop Minsky a introdus în 1972 conceptul „frame" — privit ca un șablon foarte general ce descrie proprietățile unui obiect, fenomen, proces etc. Prin particularizarea părților variabile ale unui șablon general se obțin descrieri ale unor obiecte concrete, iar printr-o mulțime ierarhizată de șabloane, între care se stabilesc relații de moștenire de proprietăți, se poate reprezenta un fragment dintr-un domeniu. Ca alternative de reprezentare a cunoștințelor au fost dezvoltate rețele semantice și sistemele de reguli.

Progresele realizate în ceea ce privește integrarea expertizei umane în cadrul programelor au contribuit în mod direct la progrese notabile într-o serie de domenii deosebit de complexe ale IA (înțelegerea limbajului natural, înțelegerea scenelor, planificarea roboților etc.).

Un limbaj care se bucură de o atenție deosebită în IA este PROLOG (1972), care stă la baza calculatoarelor din generația a 5-a, fără ca aceasta să însemne că toate sistemele-expert utilizează numai limbajele LISP și PROLOG (SNARK e scris în PL-1 și PASCAL, ALOUETTE-PASCAL, GOSSEYN — FORTRAN).

Scopul sistemelor-expert este de a modela comportamentul unui expert uman, specialist într-un anumit domeniu, și ele se găsesc la in-

tersecția a două subdomenii ale inteligenței artificiale — reprezentarea cunoștințelor și demonstrarea (rezolvarea) automată a problemelor, din care cauză sînt formate din două părți independente : o bază de cunoștințe și un rezolvitor de probleme (demonstrator de teoreme, motor de inferență). Baza de cunoștințe traduce într-un limbaj declarativ și, modular, cunoștințele-expert dintr-un domeniu, iar rezolvitorul are rolul de a apela și utiliza în cunoștință de cauză aceste cunoștințe pentru a răspunde la o întrebare sau a rezolva o problemă dată (un domeniu dat de probleme).

Două caracteristici esențiale diferențiază un sistem-expert de un sistem informatic clasic : sistemul poate în orice moment să explice comportamentul său ca expert (să demonstreze soluția adoptată) și să primească (să înmagazineze) de la expertul uman noi cunoștințe, fără nici o nouă programare. Din această cauză baza de cunoștințe a sistemului-expert trebuie să fie lizibilă, independentă de motorul de inferență (dar interpretabilă de acesta), concepută de și pentru expertul uman. Sistemul-expert interacționează cu expertul în momentul „achiziției cunoștințelor" și cu utilizatorul „în momentul consultației".

Limbajul natural constituie reprezentarea actuală cea mai generală a cunoștințelor. El se descompune în fraze, adică în blocuri sau module de cunoștințe, noțiune preluată și de sistemele-expert pentru reprezentarea cunoștințelor.

În majoritatea sistemelor-expert cunoștințele sînt de două feluri : o bază de fapte (cazuistică) și o bază de reguli de producție, fundamentate pe calculul propozițiilor, sau pe logica de ordinul 1. Calculul propozițiilor este foater sărac și nu permite elaborarea de sisteme-expert de anvergură, de aceea sistemele-expert se bazează, în special, pe logica de ordinul 1. PROLOG pare să fie perfect adaptat la scrierea sistemelor-expert tocmai pentru că conține propriul său motor de inferență în logică de ordinul 1.

În bazele actuale de date, faptele reprezintă aproape totalitatea cunoștințelor, în timp ce în sistemele-expert baza de reguli reprezintă aproape totalitatea cunoștințelor. Baza de fapte, de exemplu, în cazul unei probleme de diagnostic nu conține decît date referitoare la situația prezentă (informațiile primite de la diferite traductoare, în cazul diagnosticului unui accident (eveniment)).

Schematic, oamenii rezolvă o problemă în trei etape : înțelegerea enunțului, căutarea unei bune reprezentări a problemei, utilizarea unei metode adecvate de rezolvare. Aceste trei etape nu sînt independente, ci se întrepătrund. Caracteristica unei bune reprezentări constă în micimea taliei universului de cercetare, problema fundamentală a reprezentării cunoștințelor fiind metodologia de alegere a reprezentării. De un interes deosebit este separarea reprezentării cunoștințelor de demonstrația propriu-zisă. Se pare că ceea ce se numește „abstracție" este tocmai posibilitatea de a avea o reprezentare internă a datelor utile ale unei probleme și de a putea astfel raționa mai ușor asupra acestei reprezentări decît asupra realității.

Așadar, sistemul-expert trebuie să fie capabil să accepte date specificate cît mai natural, să le transforme generînd o reprezentare internă a problemei, să selecteze o metodă adecvată de rezolvare, să aplice metoda, folosind cunoștințele moștenite sau cîștigate în urma experienței rezolvărilor anterioare, să învețe, modificîndu-și reprezentarea sau baza de cunoștințe, să modifice contextul în care este plasat în sensul rezolvării problemei.

Pentru a evita enumerarea exhaustivă a tuturor lucrurilor (faptelor) demonstrabile se utilizează reguli strategice, iar pentru a face o demonstrație se elaborează, mai întîi, un plan al acesteia, stabilind principiul general al demonstrației, înainte de a intra în detalii. Această cunoștință asupra manierei de a utiliza cunoștințele este denumită metacunoștință, reprezentată în sistemele-expert, bazate pe reguli de producție prin reguli, denumite metareguli. Metaregulile fac apel la reguli nu după denumire, ci după conținut, permițînd sistemului să se adapteze la adăugarea, desființarea (eliminarea) sau modificarea regulilor fără o nouă programare. Performanțele sistemului depind deci de calitatea metaregulilor utilizate. Prin urmare, pentru a elabora strategii, planuri de demonstrație, rezolvare a problemelor, sistemul-expert trebuie să aibă la dispoziție metareguli, care să-i permită să știe ceea ce este cunoscut, ce importanță trebuie să se acorde unei informații, să organizeze cunoștințele, să creeze noi concepte, să facă o modificare de reprezentare.

În figura 2 se prezintă schema-bloc a unui sistem-expert, iar în figura 3 — ciclul de bază al unui motor de inferență [2]. Calculatoarele din generația a 5-a își propun tocmai să microprogrameze cele 3 operații din figura 3, recunoscute ca operațiile de bază ale mașinilor care prelucrează cunoștințe.

Dintre sistemele-expert de cercetare-proiectare asistată de calculator, realizate în domeniul electrotehnicii, se menționează : *TROPIC* (transformatoare electrice), *EL* (concepție circuite electrice), *R*1 (configurare calculatoare ș.a.). Cercetări în acest domeniu se desfășoară și în țara noastră la ICPE și ITC.

Pentru aplicarea cu succes a calculatoarelor electronice, de exemplu în electrotehnică, a fost necesar să fie substanțial reanalizate metodele matematice, de interpretare a problemelor fizice și tehnice, mijloacele de scriere a ecuațiilor care reflectă procesele fizice ce au loc

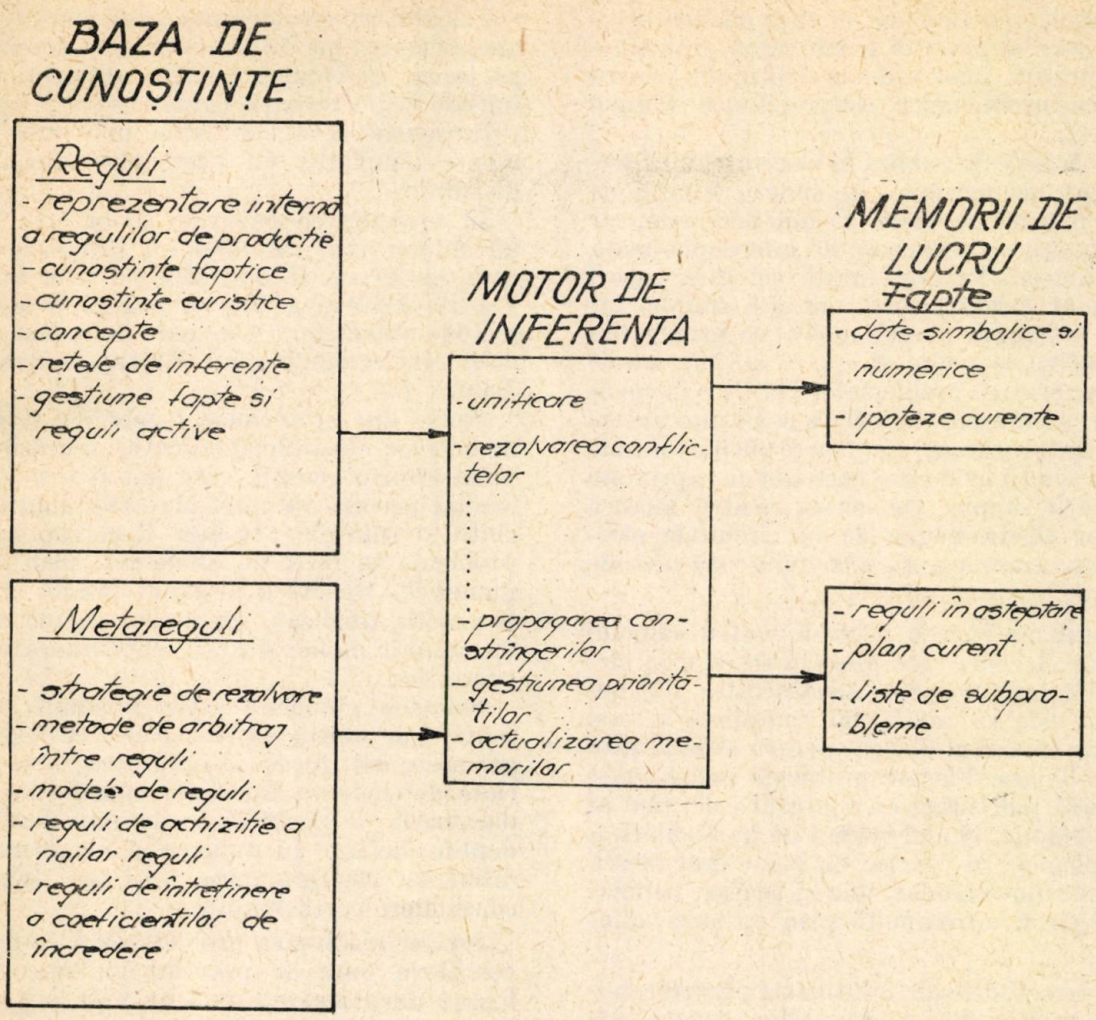


Fig. 2

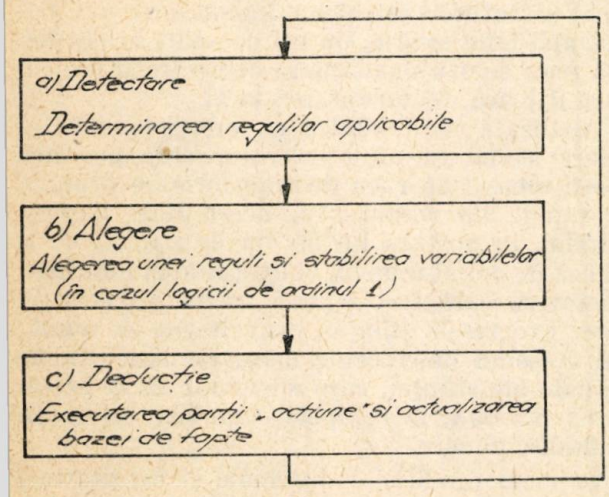


Fig. 3

în instalațiile și aparatele electrice, avînd în vedere că la scrierea „clasică" a acestor ecuații s-au luat în considerație greutățile matematice existente în acel moment. Odată cu utilizarea calculatoarelor aceste greutăți sînt înlăturate și se pot elabora sisteme de ecuații care descriu mult mai bine, mai precis și mai complet, fizica fenomenelor care au loc în echipamentele electrotehnice.

Rezolvarea problemelor eletrotehnice complexe a impus de mult utilizarea metodelor numerice și a diferitelor dispozitive de calcul. Dar dispozitivele de calcul, elaborate pentru a fi aplicate în anumite domenii ale electrotehnicii, de cele mai multe ori s-au dovedit a nu fi la fel de eficiente și pentru cercetări în alte domenii. Apariția calculatorului electronic numeric a deschis posibilități calitativ noi de cercetare și calcul pentru problemele electrotehnice.

Dacă pînă la apariția calculatoarelor numerice metodele de cercetare s-au elaborat și s-au ales, de regulă, ținînd seama de dispozitivele specializate de calcul utilizate, odată cu aceasta a apărut necesitatea reexaminării metodelor de rezolvare de pe pozițiile ciberneticii tehnice, precum și o serie de probleme noi referitoare, în primul rînd, la teoria algoritmilor realizați pe calculator pentru analiza și sinteza circuitelor electrice. Evident, atenția principală a fost îndreptată nu spre rezolvarea unor probleme

electrotehnice particulare, ci spre găsirea algoritmilor care să permită examinarea problemelor cu ajutorul unor metode utilizabile pentru rezolvarea problemelor electrotehnice dintr-o clasă dată.

În problemele de analiză în electrotehnică servesc drept necunoscute, de obicei, funcţii de una sau mai multe variabile independente, iar aceste funcţii se studiază în interdependenţă cu alte funcţii. Practica arată că, este uneori dificil chiar calculul unor circuite simple, iar dacă se utilizează metode analitice exacte sau aproximative se poate să nu se obţină întotdeauna rezolvarea problemei puse. Este de menţionat, de asemenea, că în afara ecuaţiilor liniare cu coeficienţi constanţi sînt foarte puţine formule care dau soluţii evidente, care pot fi exprimate prin funcţii simple. De aceea, pentru analiza proceselor electromagnetice în circuitele electrice liniare complexe se întrebuinţează metode numerice.

Aparatul matematic necesar pentru calculul circuitelor electrice complexe, care conţin elemente neliniare, mai ales dacă acestea sînt neomogene, este cu mult mai complicat şi mai greoi decît aparatul utilizat pentru studiul problemelor liniare. Fiecare problemă neliniară se examinează individual cu ajutorul celei mai adecvate metode, ţinînd seama de particularităţile problemei. În funcţie de caracterul idealizării circuitului neliniar, una şi aceeaşi neliniaritate poate fi aproximată prin mijloace diferite.

Una din metodele direct utilizate pentru rezolvarea aproximativă a diferitelor ecuaţii ale fizicii matematice, la care se reduce şi o mare clasă a problemelor electrotehnice, o reprezintă metoda reţelelor, a cărei idee de bază constă în înlocuirea aproximativă a ecuaţiei date (diferenţiale, integrale) printr-un sistem de ecuaţii algebrice.

În problemele de sinteză este necesar să se indice sub forma unui algoritm complex, condiţiile necesare şi suficiente pentru realizarea fizică a circuitelor cu proprietăţi date.

În acest scop este raţional să se aplice la informaţiile date unul din algoritmii posibili. Dacă după aplicarea lui circuitul nu capătă proprietatea necesară, se aplică un alt algoritm posibil, operaţie care se continuă pînă se obţine circuitul cu proprietatea dorită. O asemenea rezolvare este raţională la examinarea problemelor neliniare, care admit aproximarea liniară pe segmente (de ex. circuite cu redresoare).

Un loc important în proiectarea şi cercetarea diferitelor instalaţii electrotehnice (acţionări electrice, sisteme de reglare automată etc.) îl ocupă calculul proceselor tranzitorii, de care depind parametrii constructivi ai instalaţiilor respective.

Calculul proceselor tranzistorii constă în integrarea ecuaţiilor diferenţiale care descriu comportarea sistemului pentru diferite condiţii iniţiale şi perturbaţii caracteristice.

Sistemele dinamice reale pot conţine elemente neliniare; cu parametri variabili sau distribuiţi.

În majoritatea cazurilor rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale care descriu procesele tranzitorii nu poate fi obţinută pe cale analitică. Pentru rezolvarea acestor ecuaţii se utilizează metode numerice, dintre care cele mai cunoscute sînt metodele lui Euler, Runge-Kutta, Adams ş.a.

Multe din problemele legate de studiul fenomenelor electromagnetice se reprezintă matematic prin ecuaţii, care pot fi rezolvate descriind procese infinite, ale căror limite reprezintă şi soluţiile căutate. Rezolvarea acestor probleme se face, de asemenea, prin metode numerice. Deoarece procesul infinit nu poate fi practic finalizat, rezolvarea se întrerupe la un anumit moment (pas), corespunzător erorii prescrise.

Soluţiile numerice astfel obţinute, deşi nu permit, de obicei, să se stabilească legile fizice generale, dau totuşi posibilitatea să se evidenţieze dependenţa funcţiilor căutate de diferiţi parametri ai problemei, ele dovedindu-şi pe deplin eficienţa în punerea şi rezolvarea unor probleme electrotehnice noi, care înainte se considerau nerezolvabile.

Aşadar rezolvarea problemelor electrotehnice complexe puse de practica inginerească este legată de utilizarea unui arsenal larg de mijloace din diferite domenii ale matematicii, obţinerea unui rezultat numeric fiind scopul final al tuturor calculelor inginereşti.

După cum se ştie, un rol deosebit în obţinerea unor soluţii moderne în cercetare şi proiectare îl joacă documentarea la zi.

Analizată în dinamica ei, creaţie ştiinţifică apare astăzi ca un accelerator care imprimă vieţii umane un ritm de transformare profund şi rapid. La rîndul său, acest ritm impune omului, în postura lui de om de ştiinţă, ca şi în cea de om al muncii, obligaţia unei informări operative care să-l repună mereu în actualitate. Progresele ştiinţei, dezvoltarea ei, numărul crescînd de cercetări măsoară dimensiunile actuale ale ştiinţei, care a evoluat de la cercetarea răzleaţă, la echipele complexe de studii multidisciplinare.

În locul erudiţiei individuale şi cantitative, bazate pe literatura sintetică şi atotcuprinzătoare a trecutului, se dezvoltă un tip nou de om, a cărui valoare depinde în primul rînd de modul în care ştie să pună şi să rezolve problemele, scopul final al activităţii sale fiind nu cunoaşterea, ci acţiunea prin cunoaştere. Dar la baza oricărei decizii stă informaţia, care determină calitatea acesteia.

Principalele informații documentare necesare pentru elaborarea unei decizii în cercetare și dezvoltare se referă la : tendințele și progresele din diferite domenii ale științei și tehnicii, precum și la orientarea viitoare a investițiilor într-un anumit domeniu al cercetării, prognozele cu privire la tendințele principale de evoluție a pieței produsului ș.a. După acceptarea cercetării, aceste informații sînt completate permanent cu altele tehnice, științifice, tehnologice, economice, comerciale etc., necesare pregătirii elaborării soluțiilor, realizării și desfacerii produsului respectiv.

În condițiile societății actuale, cercetarea-dezvoltare devine o chestiune vitală, de promovarea cercetării și aplicarea în industrie a rezultatelor acesteia depinzînd toate progresele economice, iar politica științei devine parte integrantă a politicii economice. La rîndul său aceasta reprezintă un element esențial și de bază al politicii generale. Se naște astfel o strategie a cercetării, care nu mai poate exista fără o informare documentară promptă, operativă, eficientă, pertinentă, care este greu de realizat — prin metode tradiționale — în prezent, cînd pe plan mondial apar anual aproximativ 35 000 (după alte surse, cca. 100 000) de publicații pentru știință și tehnologie, circa 2 milioane de articole, 75 000 de cărți științifice și tehnice, circa 300 000 descrieri de brevete, peste 500 000 publicații de firmă și aproape 120 000 de rapoarte științifice nedifuzate prin rețeaua comercială. Devine, așadar, evident pentru oricine, că nici un cercetător nu mai poate fi la curent cu tot ceea ce se scrie în domeniul lui. Dacă la aceasta se adaugă piedica limbii, deoarece nu toți cercetătorii au acces la 2—3 limbi de circulație internațională, rezultă că omul de știință are astăzi, proporțional cu tot ceea ce se publică în domeniul lui, un grad de informare din ce în ce mai scăzut. Faptul este ilustrat de un test, cu prilejul căruia a fost interogat un mare număr de medici, cărora li s-a pus întrebarea dacă au citit un anumit număr de articole deosebit de interesante, publicate în revistele medicale de largă reputație pe plan mondial. Din răspunsurile primite s-a constatat că majoritatea celor întrebați (80—90 %) au răspuns negativ. Un alt exemplu : în domeniul cercetărilor asupra cancerului se publică anual 20 000 de studii și articole. Dacă s-ar admite că un cercetător citește 3 ore pe zi și 300 de zile pe an, atunci el nu ar putea parcurge mai mult de 2 700 studii sau articole, adică aproximativ 13 % din totalul lucrărilor publicate în acest domeniu, restul de 87 % rămînîndu-i complet necunoscute. Situația este similară și în tehnică.

Chiar în condițiile unei pregătiri poliglote a majorității specialiștilor, există riscul important al necunoașterii unor cercetări publicate, al unor paralelisme, al unei risipe de timp și de materiale în cercetări deja efectuate, iar utilizarea documentariștilor de profesie nu este economică la scara întregii economii.

Un ajutor de neprețuit în rezolvarea acestei probleme îl poate aduce calculatorul electronic. Scoaterea în memoria internă a acestuia — în forma sintetică — a producției bibliografice dintr-un anumit domeniu profesional și căutarea/regăsirea informațiilor utile pentru o anumită temă, pe baza unui sistem de codificare a informațiilor, salvează pe specialist de munca titanică de parcurgere a rafturilor bibliotecilor la abordarea fiecărei teme noi de cercetare. Ori, în condițiile de azi, cînd durata medie a cercetărilor se reduce la 1—2 ani, schimbarea tematicii de lucru survine relativ des. Se ajunge astfel la un consum de timp pentru documentare, care se ridică pînă la 20—50 % din activitatea unui cercetător.

Institutul de cercetări pentru electrotehnică — ICPE este prima mare unitate de cercetări tehnice care a realizat în acest scop „Sistemul automat de regăsire a informațiilor pentru electrotehnică — ARIEL". Folosind pachetul de programe FIND, furnizat de firma ICL, un număr de pînă la 96 de cereri bibliografice pot fi prelucrate simultan la o singură parcurgere a masivului. Pe această bază sistemul ARIEL asigură, în regim off-line, o gamă largă de produse și servicii ca :

a — cercetări bibliografice retrospective ;

b — difuzarea selectivă a informațiilor ;

c — reviste de referate ;

d — buletine de sumare și cărți noi ;

e — asistență tehnică în proiectarea și exploatarea sistemelor automatizate de informare ;

f — crearea și exploatarea în comun de masive documentare pentru alte domenii (neelectrotehnice).

De asemenea, tot pentru documentarea cercetătorilor și a unităților interesate s-a realizat trecerea pe calculator a nomenclatorului produselor electrotehnice, standardelor, normelor și brevetelor din domeniul electrotehnicii.

Aplicat de mai bine de 10 ani la nivelul ramurii, Sistemul de informare și documentare ARIEL-ICPE a comportat în anul 1983, pentru scurtarea perioadei de interogare și în scopul de a oferi cercetătorului un cadru mai larg de documentare, lucrări de trecere de pe sistemul ICL-1902A pe sistemele din seria FELIX, cu discuri de 50 Mo.

În prezent, sistemul conține aproximativ 120 000 de titluri (cărți, articole din reviste), repartizate în 7 baze de date, ordonate pe ani de apariție, asigurîndu-se în acest fel o flexibilitate mai mare în interogarea masivului solicitat, atît în manieră clasică — batch, cît și

în regim conversaţional — de la terminale lucrînd în regim sincron sau asincron.

Sistemul de exploatare a sistemului de documentare ARIEL conţine proceduri care asigură o exploatare simplă şi eficientă a funcţiilor programelor proprii şi ale pachetului de programe MISTRAL, precum şi programe care realizează compatibilitatea, la nivel logic, cu alte pachete de programe din aceeaşi clasă de aplicaţii.

În concluzie, se subliniază că, utilizarea calculatoarelor electronice în cercetare, deşi a constituit primul domeniu de aplicaţie a acestora, nu s-a putut dezvolta vertiginos decît odată cu apariţia calculatoarelor din generaţia a 3-a, dar mai ales a mini şi microcalculatoarelor şi a terminalelor grafice color—conversaţionale. Această aplicaţie are o deosebită eficienţă economică, asigurînd, încă de la concepţia produsului, un consum redus de manoperă, de mijloace materiale şi financiare, alegerea soluţiei optime după numeroase criterii tehnico-economice; cercetarea şi proiectarea asistată de calculator, desenarea şi documentarea automată, ingineria programării şi sistemele-expert au devenit în prezent preocupări primordiale atît în ţările capitaliste industrial-dezvoltate, cît şi în ţările socialiste.

Bibliografie

[1] *Findler, N. V* (Editor). Associative networks: The representation and use of knowledge by computers. Academic Press, 1979.

[2] *Lauriere, J. L.* La programmation sans instruction: l'approche des systémes experts. Actes du Colloque AFCET „Mathématiques de l'informatique", p. 31—40

CZ 621.313.333 : 621.365.9

MOTOR ASINCRON TRIFAZAT
MODEL TERMIC
CURBE-LIMITĂ TERMICE

Modelul termic şi curbele-limită termice statorice ale motoarelor asincrone trifazate

CAROL SAAL* — BRAŞOV, GHEORGHE MANOLEA** — CRAIOVA, ADRIAN MAILAT* — BRAŞOV

Introducere

Încălzirea motoarelor electrice, în particular a celor trifazate asincrone, constituie un subiect luat de multă vreme în consideraţie în literatura electrotehnică. Modelele termice matematice ataşate motoarelor electrice sînt utile în diferite scopuri legate de proiectarea motorului, în alegerea puterii sale nominale la funcţionarea în diferite servicii şi în realizarea unei protecţii corespunzătoare a motorului, pentru a nu menţiona decît unele din aplicaţiile acestor modele. Multă vreme s-au folosit modele simplificate, bazate pe teoria corpului unic, omogen şi izotrop, cu care era asimilat motorul. Fără îndoială că supratemperatura calculată pe baza unui asemenea model conducea la erori relativ importante, mai ales în intervalul temporal de pînă la dublul constantei termice de timp.

Ulterior s-a trecut la dezvoltarea de modele mai precise, ce recurg la reţele termice, utilizabile îndeosebi de proiectantul maşinii electrice, singurul în măsură să cunoască exact geometria şi parametrii fizici ai maşinii. Cu titlu informativ se pot consulta lucrările [1], [2]. Dezavantajul comun al acestor modele rezidă, din punctul de vedere al proiectantului sistemelor de acţionare electrică, în lipsa datelor necesare pentru calcul. În privinţa verificărilor experimentale, acestea pretind mult timp la maşinile mari, fiind uneori greu de întreprins.

Constatîndu-se că, de fapt, trebuie avută în vedere estimarea supratemperaturii doar în anumite puncte critice ale maşinii, o dezvoltare deosebită au căpătat modelele termice bazate pe asimilarea maşinii electrice cu două corpuri. În acest sens rezultate importante au fost obţinute de J. Vogel [3...7]. Din literatura recentă se mai pot cita şi alte lucrări referitoare la modelul cu două corpuri [8], [9], [10].

În lucrarea de faţă se prezintă un model matematic termic adimensional, cu parametri concentraţi, bazat pe teoria celor două corpuri sau componente. Ecuaţiile diferenţiale sînt aduse la forma necesară integrării lor numerice nemijlocite, puterile de pierderi putînd fi funcţii de timpul relativ. Se expune metodologia de obţinere a curbelor termice limită statorice şi se prezintă rezultatele numerice determinate pentru o serie de motoare asincrone trifazate cu puteri pînă la 132 kW.

* Prof. dr. ing. *C. Saal* şi ş. l. ing. *A. Mailat* — Universitatea din Braşov.

** Ş. l. dr. ing. *Gh. Manolea*, Facultatea de electrotehnică, Universitatea din Craiova.

1. Modelul termic statoric

Notînd cu ϑ_1, ϑ_2 suptratemperaturile cuprului, respectiv fierului statoric, cu p_1, p_2 puterile de pierderi disipate în cuprul, respectiv în fierul statoric și considerînd modelul termic fizic al statorului motorului trifazat (fig. 1), în

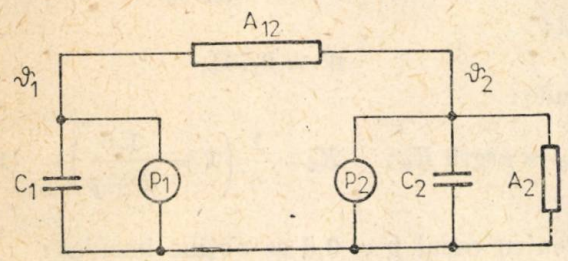


Fig. 1. Modelul termic fizic, corespunzător statorului motorului electric asincron trifazat, pe baza teoriei celor două corpuri: ϑ_1, ϑ_2 — supratemperaturile cuprului, respectiv fierului statoric; p_1, p_2 — puterile de pierderi disipate în cuprul, respectiv fierul statoric; C_1- C_2 — capacitățile termice ale cuprului, respectiv fierului statoric; A_{12}, A_2 — conductanțe termice.

care sursele termice (puterile p_1, p_2) trebuie privite ca niște surse de curent, modelul matematic poate fi scris sub forma:

$$C_1 \frac{d\vartheta_1}{dt} + A_{12}\ (\vartheta_1 - \vartheta_2) = p_1\,,$$

$$C_2 \frac{d\vartheta_2}{dt} - A_{12}\ (\vartheta_1 - \vartheta_2) + A_2\vartheta_2 = p_2. \tag{1}$$

Se observă inexistența cuplajului termic stator-rotor, consecință a faptului că, în funcționare, întrefierul constituie un obstacol important în transferul de căldură.

În situația particulară $p_1 = \text{const.}$, $p_2 = \text{const}$, sistemul (1) va furniza, în ipoteza $d\vartheta_1/dt = d\vartheta_2/dt = 0$, supratemperaturile limită finale ϑ_{1f} a cuprului statoric și ϑ_{2f} a miezului feromagnetic statoric, acestea fiind:

$$\vartheta_{1f} = \left(1 + \frac{A_{12}}{A_2}\right)\frac{p_1}{A_{12}} + \frac{p_2}{A_2}\,; \quad \vartheta_{2f} = \frac{p_1 + p_2}{A_2}. \tag{2}$$

Pentru a asigura modelului termic o mai mare generalizare se fac notațiile:

$$a = 1 + \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\frac{A_{12}}{A_2} > 1,$$

$$b = 1 + \frac{A_2}{A_{12}} > 1, \tag{3}$$

două mărimi adimensionale supraunitare;

$$T = \frac{C_2}{aA_2}, \tag{4}$$

o mărime cu dimensiuni de timp;

$$p = \frac{p_2}{p_1}\,; \quad \Psi = \frac{A_{12}}{A_2}\,[(b + p)\,\vartheta_1^* - (1 + p)\,\vartheta_2^*]. \tag{5}$$

Se consideră următoarele mărimi relative:
— timpul relativ:

$$t^* = \frac{t}{2T},$$

— supratemperaturile relative:

$$\vartheta_1^* = \frac{\vartheta_1}{\vartheta_{1f}}\,; \quad \vartheta_2^* = \frac{\vartheta_2}{\vartheta_{2f}}, \tag{6}$$

— curentul relativ:

$$i = \frac{I_1}{I_{1N}}.$$

Cu acestea modelul termic statoric (1) devine:

$$\frac{d\vartheta_1^*}{dt^*} = \frac{2C_2\,(1-\Psi)}{aC_1(b+p)} = F_1[p(t^*),\ \vartheta_1^*,\ \vartheta_2^*],$$

$$\frac{d\vartheta_2^*}{dt^*} = \frac{2[p + \Psi - (1 + p)\,\vartheta_2^*]}{a(1 + p)} = \tag{7}$$

$$= F_2[p(t^*),\ \vartheta_1^*,\ \vartheta_2^*].$$

Sistemul de ecuații (7) permite nemijlocit integrarea numerică, în cazul cînd parametrul p este o funcție de timp. În acest scop se pot utiliza, de exemplu, diversele metode Runge-Kutta (Rk4, RKGill, RKMerson), sau metoda Euler-Cauchy (Adams-Bashforth).

În sistemul (7) nu intervin decît rapoartele capacităților termice C_2/C_1, conductanțelor termice A_{12}/A_2 și ale puterilor de pierderi $p = p_2/p_1$.

În lucrarea [10] se arată că rotorului i se poate atașa un model termic mai simplu, bazat pe teoria corpului unic. Se are însă în vedere și considerarea variației rezistenței rotorice cu alunecarea.

Examinarea proceselor termice nestaționare în stator și rotor, la funcționarea în regimuri trifazate asimetrice, se poate efectua pornind

de la schemele echivalente pe fază, directă și inversă, conform teoriei cunoscute a componentelor simetrice.

Pentru motoarele asincrone trifazate în scurtcircuit, cu puteri nominale pînă la 132 kW, din seria KMR fabricată în R.D.G., J. Vogel a arătat, în lucrarea [7], că există următoarele relații aproximative:

$$\frac{C_2}{C_1} \simeq 6; \quad \frac{A_{12}}{A_2} \simeq 1. \tag{9}$$

Desigur că aceste relații vor fi valabile și pentru seria normală, ca și pentru seria CAER/DIN, fabricate la noi în țară, pentru aceeași gamă de puteri nominale. Cu aceste rapoarte se obține imediat:

$$a = 8; \quad b=2; \quad \Psi=(2+p)\,\vartheta_1^*-(1+p)\vartheta_2^*, \tag{10}$$

sistemul de ecuații (7) trecînd în următorul:

$$\frac{d\vartheta_1^*}{dt^*} = \frac{1{,}5}{2+p}\,[1-(2+p)\,\vartheta_1^*+(1+p)\,\vartheta_2^*];$$

$$\frac{d\vartheta_2^*}{dt^*} = \frac{0{,}25}{1+p}\,[p(2+p)\,\vartheta_1^*-2(1+p)\,\vartheta_2^*]. \tag{11}$$

În lucrarea [10] se apreciază că în serviciul nominal S1 se poate admite că $p = p_2/p_1 = p_{2N}/p_{1N} = 1$, dar la puteri nominale de ordinul miilor de kilowați. Pentru motoarele asincrone din seria normală I.E.M. Timișoara [11], cu puteri nominale între 5,5—45 kW, valoarea medie a raportului puterilor nominale de pierderi în fier p_{2N} statorice și în cuprul statoric p_{1N} este de circa 0,62. La motoarele asincrone din seria CAER/DIN, fabricate tot la I.E.M. Timișoara, avînd puteri nominale între 5,5—30 kW, raportul sus-menționat este și mai scăzut, de circa 0,5. Dacă se admite $p = 0{,}6$, încălzirea motorului asincron în stator funcționînd cu sarcină nominală constantă va fi descrisă de sistemul:

$$\frac{d\vartheta_1^*}{dt^*} = 0{,}577\,(1-2{,}6\,\vartheta_1^*+1{,}6\,\vartheta_2^*);$$

$$\frac{d\vartheta_2^*}{dt^*} = 0{,}156\,(0{,}6+2{,}5\,\vartheta_1^*-3{,}2\,\vartheta_2^*). \tag{12}$$

Pentru seria de motoare KMR studiate, în lucrarea [9] s-a arătat că într-un serviciu de funcționare cu sarcină constantă și condițiile inițiale:

$$\vartheta_1^*(0) = \vartheta_2^*(0) = 0,$$

evoluția temporală a supratemperaturii relative a cuprului înfășurării statorice, la motoarele asincrone în scurtcircuit din seria KMR, va fi dată de relația:

$$\vartheta_1^* = 1-e^{-t^*}\frac{\mathrm{ch}(Wt^*+\varphi_0)}{\mathrm{ch}\,\varphi_0}, \tag{13}$$

cu:

$$W = 0{,}791,$$

unde:

$$\varphi_0 = \mathrm{argth}\,K_0; \quad K_0 = \frac{1}{W}\left(1-\frac{1{,}5}{2+p}\right), \tag{14}$$

Pentru cazul $p = 0{,}6$ se obține imediat:

$$\varphi_0 = 0{,}597; \quad \frac{1}{\mathrm{ch}\,\varphi_0} = 0{,}845,$$

cu care relația (13) devine:

$$\vartheta_1^* = 1-0{,}845\,e^{-t^*}\,\mathrm{ch}(0{,}791\,t^*+0{,}597). \tag{15}$$

Desigur că, sistemul de ecuații diferențiale (11) se poate integra și în condițiile unor încălziri inițiale nenule.

2. Curbele-limită termice statorice

Pentru realizarea corectă a protecției motorului asincron trifazat de acționare, funcționînd cu o suprasarcină după curent $I_1/I_{1N} = i > 1$ constantă, trebuie să fie determinat timpul în care înfășurarea statorică atinge supratemperatura maxim admisibilă $\vartheta_{1\max\,adm}$. Deoarece pentru alunecările uzuale se poate admite că viteza unghiulară este practic constantă, rezultă că și conductanța termică este invariabilă, $A_{12} = A_2 = A$. Admițînd că motorul asincron a fost proiectat fără rezerve termice, se poate scrie că:

$$\vartheta_{1\max\,adm} = \frac{2\,p_{1N}+p_{2N}}{A}. \tag{16}$$

Considerînd că pentru o valoare efectivă a tensiunii statorice pe fază U_1 și frecvența f_1 constante, puterea de pierderi în fierul statoric $p_2 = p_{2N} = \mathrm{cons}$, se obține:

$$\vartheta_{1f} = \frac{2p_1+p_{2N}}{A},$$

Întrucît:

$$\frac{p_1}{p_{1N}} = \frac{3R_1 I_1^2}{3R_1 I_{1N}^2} = \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2 = i^2, \tag{17}$$

rezultă:

$$\vartheta_{1f} = \frac{2i^2 + p_0}{2 + p_0} \vartheta_{1\max \text{ adm}}, \text{ cu } p_0 = p_{2N}/p_{1N}. \quad (18)$$

Timpul după care se atinge încălzirea maxim admisibilă se obține din ecuația (13), punînd condiția:

$$\vartheta_1^* \cdot \vartheta_{1f} = \vartheta_{1\max \text{ adm}}.$$

Ținînd seama de (6) și (18), această condiție devine:

$$2(i^2-1)-(2i^2+p_0)\, e^{-t^*} \cdot \frac{\operatorname{ch}(0{,}791\, t^* + \varphi_0)}{\operatorname{ch} \varphi_0} = 0. \quad (19)$$

Deoarece $p = p_{2N}/p_1 = p_{2N}/(p_1 p_{1N}/p_{1N}) = p_1/i^2$, rezultă că:

$$\varphi_0 = \operatorname{argth} K_0, \text{ cu } K_0 = \frac{1}{0{,}791}\left(1 - \frac{1{,}5}{2 + p_0/i^2}\right). \quad (20)$$

Pentru trasarea curbelor-limită termice statorice s-au considerat valori constante pentru $I_1 > I_{1N}$ și s-a calculat $i = I_1/I_{1N}$. Cu $p_0 = p_{2N}/p_{1N}$ cunoscut se determină timpul relativ t^*, căutat din ecuația transcendentă (19). Pentru rezolvarea ecuației (19) s-a utilizat metoda cunoscută a interpolării liniare inverse, pe baza căreia s-a scris un program în limba BASIC, implementat pe microcalculatorul de tip personal Sinclair ZX 81. Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1, considerîndu-se că prin cele 4 zecimale reținute se asigură precizia necesară calculelor practice. Aceste rezultate permit trasarea curbelor-limită termice statorice pentru o gamă largă de puteri nominale și turații nominale ale motoarelor asincrone. Într-adevăr, timpii absoluți t, măsurați în minute de la începerea funcționării motorului din starea rece, cu suprasarcină după curent $i = \text{const}$, pînă la atingerea supratemperaturii maxim admisibile, se pot obține cu

Tabelul 1

Timpii relativi t^* necesari atingerii supratemperaturii maxime admisibile în cuprul statoric

i \ p_0	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,2
1,05	2,7454	2,9860	3,2172	3,4389	3,6516	4,0517
1,10	2,2898	2,5084	2,7110	2,9272	3,1263	3,5038
1,15	1,9235	2,1185	2,3114	2,5010	2,6854	3,0394
1,20	1,6298	1,8008	1,9729	2,1443	2,3136	2,6427
1,25	1,3950	1,5430	1,6942	1,8471	2,0002	2,3027
1,50	0,7448	0,8163	0,8912	0,9695	1,0510	1,2226
1,75	0,4751	0,5157	0,5579	0,6017	0,6472	0,7432
2,00	0,3349	0,3613	0,3886	0,4166	0,4455	0,5058
2,10	0,2966	0,3195	0,3430	0,3671	0,3919	0,4434
2,25	0,2509	0,2698	0,2890	0,3087	0,3288	0,3705
2,50	0,1961	0,2102	0,2247	0,2394	0,2543	0,2850
2,75	0,1579	0,1690	0,1803	0,1918	0,2034	0,2271
3,00	0,1302	0,1392	0,1483	0,1575	0,1668	0,1858
3,25	0,1093	0,1168	0,1243	0,1318	0,1395	0,1551
3,50	0,0932	0,0995	0,1058	0,1121	0,1186	0,1316
3,75	0,0805	0,0858	0,0912	0,0966	0,1021	0,1132
4,00	0,0702	0,0748	0,0795	0,0842	0,0889	0,0985
4,25	0,0618	0,0659	0,0699	0,0740	0,0782	0,0865
4,50	0,0549	0,0584	0,0620	0,0656	0,0693	0,0766
4,75	0,0490	0,0522	0,0554	0,0586	0,0618	0,0683
5,00	0,0441	0,0469	0,0498	0,0527	0,0556	0,0614
5,25	0,0399	0,0424	0,0450	0,0476	0,0502	0,0554
5,50	0,0362	0,0386	0,0409	0,0432	0,0456	0,0503
5,75	0,0331	0,0352	0,0373	0,0395	0,0416	0,0459
6,00	0,0303	0,0322	0,0342	0,0361	0,0381	0,0420
6,25	0,0279	0,0297	0,0314	0,0332	0,0351	0,0386
6,50	0,0257	0,0274	0,0290	0,0307	0,0323	0,0356
6,75	0,0238	0,0254	0,0269	0,0284	0,0299	0,0330
7,00	0,0221	0,0235	0,0250	0,0264	0,0278	0,0306

Notă. Cu i s-a notat suprasarcina după curent, $i = I_1/I_{1N}$; p_0 reprezintă raportul dintre pierderile în fierul statoric și pierderile în cuprul statoric, nominale, $p_0 = p_{2N}/p_{1N}$.

ajutorul timpilor relativi t^*, avînd în vedere lucrarea [9]:

$$t = 2T_t^* = 2 \cdot 0{,}306 \sqrt{k_{2p} P_N}\, t^* =$$

$$= 0{,}612 \sqrt{k_{2p} P_N}\, t^* \text{ [minute]}. \quad (21)$$

Notînd cu:

$$a_0 = 0{,}612 \sqrt{k_{2p}} [\text{kW}^{-1/2} \cdot \text{min}] =$$

$$= 36{,}72 \sqrt{k_{2p}} [\text{kW}^{-1/2} \cdot \text{s}], \quad (22)$$

se obține relația:

$$t = a_0 \sqrt{P_N}\, t^* \text{ [s]}, \quad (23)$$

unde P_N este puterea nominală a motorului sincron, exprimată în kilowați. În tabelul 2 se prezintă atît valorile lui k_{2p} [7, pag. 142], cît și cele ale lui a_0, în funcție de numărul $2p$ de poli ai motorului asincron.

Tabelul 2

Mărimile k_{2p} și a_0

$2p$	k_{2p} ($\text{min}^2\text{kW}^{-1}$)	a_0 ($\text{s} \cdot \text{kW}^{-\frac{1}{2}}$)
2	5,2	83,74
4	5,9	89,19
6	7,0	97,15
8	8,7	108,30

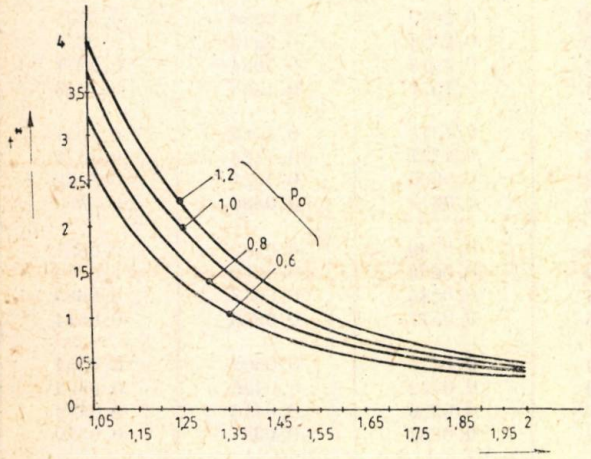


Fig. 2. Curbe-limită termice statorice relative $t^* = f(i)$, $i = I_1/I_{1N}$; parametrul $p_0 = p_{2N}/p_{1N}$.

În figura 2 se prezintă curbele-limită termice statorice relative:

$$t^* = f(i), \; p_0 = \text{const}, \quad (24)$$

determinate numai pentru valori mici și medii ale suprasarcinii după curent i, avînd drept parametru $p_0 = \text{const}$. Se observă că, pentru un anumit i, timpul relativ t^* este cu atît mai mic, cu cît p_0 este mai scăzut, deci, cînd puterea de pierderi disipată în cuprul statoric este mai importantă față de puterea de pierderi disipată în fierul statoric. Deoarece pentru $i > 2$ se impunea folosirea scărilor logaritmice, la care interpolarea este mai greoaie, curbele-limită corespunzătoare nu au mai fost trasate.

3. Aplicație numerică

Un motor asincron în scurtcircuit de putere nominală $P_N = 30$ [kW], cu turația de sincronism $n_0 = 3\,000$ [rot/min], este pornit de la rece cu o suprasarcină după curent $i = I_1/I_{1N} = 2{,}75$. Să se determine timpul după care se atinge în înfășurarea statorică încălzirea maxim admisibilă. Se presupune că raportul dintre puterile de pierderi nominale în fierul statoric și cuprul statoric este $0{,}6 = p_0 = p_{2N}/p_{1N}$.

Rezolvare

Din tabelul 1 rezultă pentru $i = 2{,}75$ și $p_0 = 0{,}6$:

$$t^* = 0{,}1579.$$

Din tabelul 2 se găsește, pentru $2p = 2$ poli:

$$a_0 = 83{,}74 \; [\text{kW}^{-1/2} \cdot \text{s}].$$

Timpul cerut va fi, conform egalității (24):

$$t = 83{,}74 \sqrt{30} \cdot 0{,}1579 = 72{,}42 \text{ [s]}.$$

4. Concluzii

Modelul termic adimensional matematic, stabilit în lucrare pe baza teoriei celor două corpuri, a fost pus în concordanță cu datele concrete necesare pentru seria de motoare asincrone trifazate în scurtcircuit KMR, fabricate în R.D.G. În cazul funcționării motorului cu o sarcină oarecare, cînd și raportul pierderilor din fierul și cuprul statoric variază în timp după o lege oarecare, supratemperaturile cuprului și fierului statoric pot fi determinate prin integrarea numerică a unui sistem de două ecuații diferențiale, fiecare de ordinul întîi.

Pentru seria de motoare asincrone trifazate menționată s-au obținut, recurgînd la un program elaborat în limbajul BASIC, așa-numitele curbe-limită termice statorice, date și tabelar. Timpii indicați în tabel fiind relativi, datele din tabelul 1 pot fi folosite pentru motoare avînd turații și puteri nominale diferite, nefiind deci specifice doar unui anumit motor asincron.

Se pot evalua timpii, absolut și relativ, de la punerea în funcțiune a motorului cu o suprasarcină după curent constantă pînă la atingerea încălzirii maximă admisibilă de către înfășurarea statorică, pentru diferite valori ale raportului p_0 dintre pierderile nominale în fierul și cuprul statoric.

Folosirea așa-numitelor curbe limită termice statorice este utilă mai ales pentru realizarea unei protecții eficace a motorului asincron trifazat.

Bibliografie

[1] *Philippow, E.* Taschenbuch Elektrotechnik, vol. V Elemente und Baugruppen der Elektroenergietechnik, VEB Verlag Tehnik, Berlin, 1980.

[2] *Gurevičі, E. I. și Rîbin, Iu. L.* Perehodnie teplovîe protessî v električeskih maşinah. Leningrad, Energoatomizdat, Leningr. otd., 1983.

[3] *Vogel, J. ș.a.* Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen (3. Ausgabe). Berlin, VEB Verlag Technik, 1983.

[4] *Vogel, J.* Wicklungserwärmung elektrischer Maschinen in nichtstationären Betrieb. ELEKTRIE, Berlin, 1983, t. **37**, 1, 19—20.

[5] *Vogel, J.* Die Systemelemente des Zweikomponentenmodells. ELEKTRIE, Berlin, 1983, t. **37**, 2, 74—75.

[6] *Vogel, J.* Der Signalflussplan des thermischer Zweikomponentenmodells. ELEKTRIE, Berlin, 1983, t. **37**, 11, 572—573.

[7] *Vogel, J.* Erwärmungsberechung und Typenleistungsbestimmung elektrischer Maschinen nach dem Zweikomponentenmodell. Teză de docență, T. U. Dresden, 1982.

[8] *Saal, C.* Încălzirea înfășurărilor motoarelor electrice prin metoda celor două corpuri. EEA-Electrotehnica, București, 1983, t. **31**, 6, 201—205.

[9] *Saal, C.* Übertemperatur statorischer Wicklungen der Asychronkurzschlussmotoren. Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., București, 1984, t. **29**, 2, 169—177.

[10] *Zocholl, S. E. ș.a.* Thermal Protection of Induction Motor Enhanced by Interactive Electrical and Thermal Models. IEEE Transactions on Power App. and Syst., New York, vol. **PAS-103**, 1984, No. 7, 1749—1755.

[11] *Mereanu, A. ș.a.* Optimizarea acționărilor electrice cu motoare asincrone. EEA-Electrotehnica, București, 1984, t. **32**, 6, p. 223.

CZ 621.316.5 : 621.3.014

VIBRATOR ELECTRODINAMIC
METODĂ DE PROIECTARE

Asupra proiectării unui vibrator electrodinamic

SILVIU DARIE, IOAN VĂDAN, HORIA BĂLAN* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Lucrarea prezintă o metodologie simplificată de proiectare a vibratoarelor electrodinamice cu excitație în curent continuu. Metodica de proiectare a fost verificată practic pentru vibratoarele electrodinamice proiectate și construite [3].

În metodica de proiectare se fac următoarele ipoteze simplificatoare :

— mărimile periodice se consideră cu variație armonică ;

— se neglijează influența cîmpului magnetic alternativ al bobinei mobile.

Premisele care stau la baza proiectării vibratorului electrodinamic sînt :

— tipul constructiv și construcția vibratorului sînt determinate, în principal, de necesitatea creării forței impuse de pornire F_p, în condițiile date de încălzire și răcire ale bobinelor de curent continuu și curent alternativ și de domeniul de utilizare al vibratorului ;

— din expresia forței dezvoltate de vibrator rezultă dimensiunile circuitului magnetic și caracteristicile bobinajelor.

1. Calculul forței necesare la un vibrator electrodinamic

Prin tema de proiectare se cunosc : masa ce se vibrează, frecvența de vibrație, cursa vibrației, precum și alte date referitoare la forma de undă a oscilației, planul de oscilație, restricții referitoare la cîmpul magnetic de dispersie, regimul de funcționare etc.

Se notează cu :

F_{iM} — forța de inerție maximă ;

$$F_{iM} = (M + m) \cdot a_{max}, \tag{1}$$

în care :

M, m sînt masa utilă de vibrat, respectiv masa totală proprie a sistemului mobil al vibratorului ;

a_{max} — accelerația maximă dezvoltată ;

y — modulul de rezonanță, pentru care se admite expresia simplificată (amortizările fiind neînsemnate) :

$$y \cong \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}, \tag{2}$$

* Conf. dr. ing. *Darie, S.*, ing *Văcan, I.*, asist. ing. *Bălan, H.* — Inst. politehn. Cluj-Napoca.

în care :

ω_0 este pulsația proprie a instalației, $\omega_0 \cong \sqrt{\frac{K_e}{m}}$;

K_e — coeficientul de elasticitate echivalent al sistemului elastic;

ω — pulsația de funcționare a instalației.

Detalii referitoare la alegera lui ω_0, respectiv ω sînt date în [2].

Forța maximă de pornire :

$$F_p = \frac{F_{iM}}{y}, \tag{3}$$

cu valori recomandate pentru $y = 2,5 \ldots 3$, la funcționarea cu frecvență constantă [2]; la funcționarea cu frecvență variabilă se recomandă funcționarea suprarezonantă [2], cînd $y = 1$.

2. Calculul forței dezvoltate de vibrator

$$F = B_0 \cdot l \cdot i, \tag{4}$$

unde :

B_0 este inducția magnetică în întrefierul inelar al circuitului magnetic;

l — lungimea totală a conductorului bobinei mobile;

i — curentul din bobina mobilă.

Pentru B_0, respectiv l avînd valori fixate, forța este dependentă numai de curentul i din bobina mobilă.

3. Dimensionarea bobinei de magnetizare

Din legea circuitului magnetic aplicată pentru un contur Γ, asociat unei linii de cîmp magnetic, figura 1, se obține :

$$\oint_\Gamma H\,al = \theta_C, \tag{5}$$

unde, conform ipotezelor făcute, s-a neglijat influența modulatorie a cîmpului magnetic creat de curentul alternativ :

$$\theta_C = W_C I_C = H_{Fe}\, l_{Fe} + H_0 \cdot \delta = K_{Fe} \cdot H_0 \cdot \delta, \tag{6}$$

unde : $K_{Fe} = 1,\ 2 \ldots 1,4$, este un coeficient care ia în considerație și solenația necesară pentru magnetizarea circuitului magnetic din fier;

θ_C — solenația totală a bobinei de curent continuu.

Inducția magnetică din fier $B_{Fe\,max}$ se impune în funcție de materialul utilizat pentru confecționarea circuitului magnetic, de unde rezultă :

$$B_0 = K_\sigma \cdot B_{Fe\,max}, \tag{7}$$

K_σ fiind un coeficient de dispersie, care depinde de configurația circuitului magnetic și de modul de amplasare a solenației pentru magnetizare.

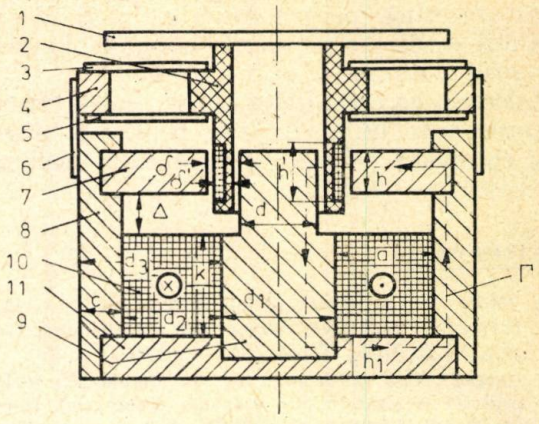


Fig. 1

Întrefierul δ se ia funcție de posibilitățile tehnologice de confecționare a bobinei mobile cu respectarea și a relației :

$$\delta' = \delta - (2 \ldots 3),\ \text{mm}, \tag{8}$$

$$\theta_c = W_C I_C = W_C J_{CC} S_C = J_{CC}(a.b)\, K_U, \tag{9}$$

unde :

J_{CC} este densitatea admisibilă de curent pentru bobina de excitație (de curent continuu); se recomandă $J_{CC} = 1,5 \ldots 2,5$ A/mm², (la răcire naturală);

K_U — coeficientul de umplere a bobinajului bobinei de excitație; $K_U = 0,5 \ldots 0,6$;

W_C — numărul de spire al bobinei de excitație;

a, b — dimensiunile ferestrei bobinajului : $b = K_1 \cdot a$, cu $K_1 = 1,\ 2, \ldots 2$.

Din relația (9) se obține :

$$a = \sqrt{\frac{\theta_C}{J_{CC} K_1 K_U}}, \tag{10}$$

$$b = K_1 \cdot a, \tag{11}$$

$$\Delta = 0,2\ h + y_{max}, \tag{12}$$

y_{max} — amplitudinea maximă a oscilației bobinei mobile.

Conform figurii 1, mai rezultă :

$$d_2 = d_1 + 2a, \tag{13}$$

$$d_3 = \sqrt{d_1^2 + d_2^2}, \tag{14}$$

$$C = d_3 - d_2. \tag{15}$$

Curentul în bobina de excitație :

$$I_C = \frac{\theta_C}{W_C}. \tag{16}$$

Secțiunea conductorului :

$$S_C = \frac{I_C}{J_{CC}}. \tag{17}$$

Rezistența bobinei de excitație :

$$R_C = \rho_{CU60} \frac{W_C \cdot \pi (d_1 + a)}{S_C}. \tag{18}$$

Tensiunea de alimentare a bobinei de excitație :

$$U = I_C \cdot R_C. \tag{19}$$

4. Dimensionarea bobinei mobile

Se impune ca forța dezvoltată de vibrator (4) să fie egală cu forța de pornire (3) :

$$F = F_p, \tag{20}$$

sau :

$$\sqrt{2}\, B_0\, l\, i_a = F_p, \tag{21}$$

$$\sqrt{2}\, B_0\, l\, J_{aa}\, S_a = F_p, \tag{22}$$

$$\sqrt{2}\, B_0\, l\, J_{aa}\, S_a = \sqrt{2} B_0\, J_{aa}\, V_{CUa}, \tag{23}$$

V_{CUa}, volumul de cupru al bobinei mobile.
Din figura 1 rezultă :

$$V_{CUa} = \pi (d + \delta) \cdot h \cdot \delta' K'_U, \tag{24}$$

unde :

K'_U este coeficientul de umplere al bobinei mobile ;
J_{aa} — densitatea de curent admisibilă în conductorul bobinei mobile ;
S_a — secțiunea conductorului bobinei mobile ;
l — lungimea conductorului bobinei mobile.

Din (20) și (23) rezultă :

$$F_p = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot K'_U \cdot J_{aa} (d + \delta)\, h \cdot \delta'. \tag{25}$$

Impunînd ca inducția magnetică în miezul central să fie egală cu inducția magnetică în suprafața interioară a piesei polare rezultă :

$$h = \frac{d^2}{4(d + 2\,\delta)}. \tag{26}$$

Din (26) și (25) se obține :

$$F_p = \frac{\sqrt{2}\pi\, K'_U\, B_0\, J_{aa}\, (d + \delta)\, d^2 \cdot \delta'}{4(d + 2\delta)} = \frac{\sqrt{2}\pi\, K'_U B_0\, J_{aa}\, d^2 \cdot \delta'}{4}. \tag{27}$$

Din (27) rezultă :

$$d = 2 \sqrt{\frac{F_p}{\sqrt{2}\pi \cdot K'_U\, B_0\, J_{aa} \cdot \delta'}}, \tag{28}$$

iar din (26), h.

Se adoptă $h' = (1{,}1 \ldots 1{,}3)h$; $d_1 = (1{,}2 \ldots 1{,}4)h$;

$$h_1 = (1,\, 2 \ldots 1{,}4)h. \tag{29}$$

Solenația necesară în curent alternativ :

$$\theta_a = W_a I_a = W_a S_a J_a, = \delta' \cdot h \cdot K'_U J_{aa}. \tag{30}$$

Din (30) rezultă numărul de spire pentru bobina mobilă, adoptînd secțiunea conductorului S_a :

$$W_a = \frac{\theta_a}{i_a} = \frac{\theta_a}{S_a \cdot J_{aa}}. \tag{31}$$

Rezistența electrică a bobinei mobile :

$$R_a = \rho_{CU60} \frac{W_a \cdot \pi \cdot (d + \delta)}{S_a}. \tag{32}$$

5. Concluzii

Lucrarea prezintă o metodologie simplificată de proiectare a vibratoarelor electrodinamice. Pe baza metodologiei prezentate, s-a proiectat și realizat un vibrator electrodinamic utilizat ca excitator de vibrații în instalația pentru testarea la vibrații a acumulatoarelor electrice [3]. Metodica de proiectare propusă reprezintă calculul preliminar al vibratorului electrodinamic, acesta urmînd să fie supus unor calcule de optimizare.

Bibliografie

[1] *Darie, S., Vădan, I.* Asupra proiectării unor vibratoare electromagnetice cu premagnetizare în curent continuu, Revista EEA, nr. 5, 1985.

[2] *Ghenkin, M. D., Rusakov, A. M., Iablonski, V. V.* Elektrodinamiceskie vibratori. Ed. Mașinostroenie, Moskva, 1975.

[3] *Darie, S.* ș.a. Cercetarea, proiectarea și realizarea unei instalații pentru testarea la vibrații a acumulatoarelor Contract 117/1983, IPE Bistrița.

[4] *Darie, S.* ș.a. Cercetarea și proiectarea metologiei de încercare la vibrații a aparatelor electrice de măsurat cu executarea standului pentru testarea la vibrații a aparatelor. Contract 1984, IAEM Timișoara.

[5] *Darie, S.* ș.a. Instalație de testare la vibrații a echipamentelor electrice de pe locomotivele diesel electrohidraulice. Contract 149/1985. IMMR 16 februarie Cluj-Napoca.

[6] *Liubcik, M. A.* Rascet i proektirovanie electromagnitov postoianogo i peremenogo toka. Ed. Gosenergoizdat, Moskva, 1959.

[7] *Cedighian, S.* Materiale magnetice. Îndreptar. Ed. tehnică, 1974, București.

CZ 531.75 : 621.3.015

DENSIMETRE PENTRU FLUIDE
TRADUCTOR HALL

Posibilitatea realizării unor densimetre pentru fluide, folosind traductorul Hall de deplasare liniară

AVRAM HELER* – TIMIŞOARA

Introducere

Densitatea ρ a unui corp omogen, din punct de vedere al distribuţiei maselor, este o mărime fizică scalară, derivată, definită prin raportul dintre masa m a corpului şi volumul V al său, ea reprezentînd masa volumică (specifică) a corpului [1, 2, 3].

Un amestec compus din două sau mai multe substanţe se poate caracteriza, din punct de vedere al componenţei sale, prin concentraţia sa. Concentraţia unui amestec (soluţie — dacă amestecul este omogen) reprezintă raportul dintre cantitatea de substanţă dizolvată şi cantitatea de soluţie obţinută [3].

Ca mijloace de măsurare a densităţii şi concentraţiei se folosesc areometrele, bazate pe principiile echilibrului hidrostatic, ele putînd fi dotate sau nu cu termometru. Areometrul gradat în unităţi de densitate kg/m^3 (1 kg/m^3 = $= 10^{-3}$ g/cm^3), este denumit densimetru. Densimetrele pot fi cu volum constant şi greutate variabilă, sau cu greutate constantă şi volum variabil (cu cea mai largă folosire). Literatura de specialitate [1, 2, 3] clasifică densimetrele cu greutate constantă şi volum variabil, în *densimetre* :

— *de uz general*, pentru lichide mai uşoare sau mai grele ca apa;

— *de uz special* (pentru produse petroliere, pentru acumulatoare, lactodensimetre, pentru apa de mare, urodensimetre etc.);

Pentru măsurarea densităţii corpurilor solide şi lichide se mai folosesc şi alte metode :

— metode bazate pe principiul lui Arhimede, care folosesc balanţe hidrostatice;

— metode bazate pe cîntărirea unui anumit volum din corp (picnometre);

— metode ebulioscopice, bazate pe determinarea punctului de fierbere al soluţiei, care este funcţie de densitate;

— metode bazate pe principiul vaselor comunicante, aplicabile numai la lichide ce nu sînt miscibile cu un lichid de referinţă.

În cele ce urmează se prezintă posibilitatea realizării unor densimetre cu greutate constantă şi volum variabil, folosind un traductor Hall de deplasare liniară.

* Prof. dr. ing. *Heler A.* — Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

1. Densimetrul cu greutate constantă şi volum variabil

Un asemenea densimetru este reprezentat schematic în figura 1, el fiind format dintr-un corp plutitor (1) de formă cilindrică, gol în interior. Partea inferioară a acestui corp se termină în formă de calotă sferică, de con sau de pară, ea constituind camera de lestare (2) în care se află lestul (balastul) constituit din

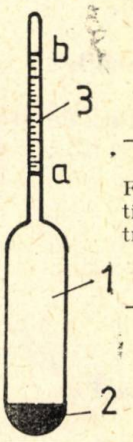


Fig. 1. Corpul plutitor şi tija cilindrică a densimetrului cu greutate constantă şi volum variabil.

mercur sau alice de plumb, cît mai mici, avînd rolul de a asigura o stabilitate verticală a densimetrului. La partea superioară a corpului plutitor este racordată tija cilindrică (3), goală în interior, cu un diametru d mult mai mic decît cel al corpului (1). O scară gradată imprimată pe hîrtie albă şi opacă este lipită pe peretele interior al tijei, scară ce are reperul inferior (a) respectiv superior (b).

Pentru calculul elementelor dimensionale ale densimetrului se presupune că acesta este introdus în lichidul de cercetat, el plutind atunci cînd s-a stabilit un echilibru între forţele care acţionează asupra lui, adică între forţe care reprezintă greutatea densimetrului şi forţe ascensionale, datorită dezlocuirii volumului de lichid şi aer. În vederea scrierii relaţiei de echilibru, se introduc următoarele notaţii :

- ρ — densitatea lichidului cercetat, în g/ml;
- ρ_a — densitatea aerului ($\rho_a = 0{,}0012$ g/ml);
- V_c — volumul corpului plutitor (1) pînă la reperul inferior (a), în mm^3;
- V_d — volumul total al densimetrului (corp plutitor plus tijă), în mm^3;

X — lungimea tijei de la reperul inferior (a) pînă la nivelul lichidului cercetat, în mm;
m — masa densimetrului, în mg;
s — aria secțiunii transversale a tijei (3), în mm².

Forțele ce acționează asupra densimetrului cufundat în lichidul de densitate ρ sînt prezentate schematic în figura 2, unde s-a notat:

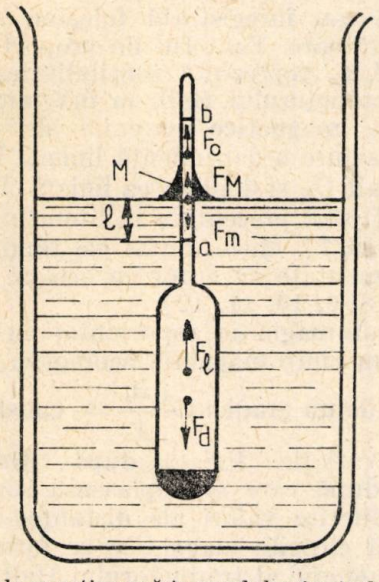


Fig. 2. Forțele ce acționează în cazul densimetrului cu greutate constantă și volum variabil.

F_d = mg, forța exercitată de masa m a densimetrului;
$F_M = l\,c\,\rho_a\,g$, forța corespunzătoare greutății volumului de aer dezlocuit de meniscul M, dacă l este lungimea liniei de contact a lichidului cu tija, iar c — constanta capilară;
$F_l = (V_c + Xs)\,\rho\,g$, forța corespunzătoare greutății volumului de lichid dezlocuit;
$F_m = l\,c\,\rho g$, forța exercitată de masa meniscului M;
$F_0 = (V_d - V_c - Xs)\,\rho_a\,g$, forța corespunzătoare greutății volumului de aer dezlocuit de partea din tijă care se găsește în aer.

Relația de echilibru va fi:

$$F_d + F_m = F_l + F_M + F_0, \qquad (1)$$

sau:

$$mg + l\,c\,\rho\,g = (V_c + Xs)\,\rho g + l\,c\,\rho_a g + (V_d - V_c - Xs)\,\rho_a g, \qquad (2)$$

sau:

$$m + l\,c\,\rho = (V_c + Xs)\,\rho + l\,c\,\rho_a + (V_d - V_c - Xs)\,\rho_a, \qquad (3)$$

relație ce se mai poate scrie și sub forma:

$$(m - V_d\,\rho_a) + lc(\rho - \rho_a) = (V_c + Xs)(\rho - \rho_a), \qquad (4)$$

în care, $(m - V_d\,\rho_a) = m_a$ reprezintă masa aparentă a densimetrului (determinată prin cîntărire în aer).

Dacă nu este luat în considerație meniscul M, format la locul de contact dintre tija densimetrului și suprafața lichidului cercetat, atunci $F_M = 0$ și $F_m = 0$, iar relația (4) se scrie:

$$m_a = (V_c + Xs)\,(\rho - \rho_a), \qquad (5)$$

ea constituind relația de bază în calculul construcției densimetrelor cu greutate constantă și volum variabil.

Domeniile de utilizare a densimetrelor sînt prezentate [3] în tabelul 1, de unde rezultă:

Tabelul 1

Nr. crt.	Denumirea densimetrului	Domeniul de măsurare, g/ml
1	Densimetre de uz general pentru lichide mai ușoare și mai grele ca apa	0,6...2
2	Densimetre pentru produse petroliere	0,65...1
3	Densimetre pentru acumulatoare	1,1...1,3
4	Urodensimetre	1...1,06
5	Lactodensimetre	1,015...1,040
6	Densimetre pentru apa de mare	1...1,040

pentru ρ limitele de la $\rho_1 = 0{,}6$ g/ml pînă la $\rho_2 = 2$g/ml, valori față de care $\rho_a = 0{,}0012$ g/ml poate fi considerată ca neglijabilă. În aceste condiții, relația (5) devine:

$$m_a = (V_c - Xs)\rho, \qquad (6)$$

sau:

$$X = \frac{m_a}{s} \cdot \frac{1}{\rho} - \frac{V_c}{s}, \qquad (7)$$

din care rezultă că deplasarea X, la densimetrul dat (m_a, V_c, s — constante) poate fi o măsură pentru densitatea ρ a lichidului cercetat, altfel spus, măsurînd pe X se obține densitatea.

Dacă se consideră un densimetru cu domeniul $\rho_1 < \rho < \rho_2$ și se notează cu L lungimea scării gradate, atunci la $\rho = \rho_1$, $X = L$, iar pentru

$\rho = \rho_2$, $X = 0$. În aceste condiții, conform relației (6) se poate scrie :

$$m_a = (V_c + Ls)\,\rho_1 \text{ și } m_a = V_c\rho_2, \qquad (8)$$

adică :

$$(V_c + Ls)\,\rho_1 = V_c\rho_2\,, \qquad (9)$$

de unde rezultă :

$$V_c = \frac{sL\,\rho_1}{\rho_2 - \rho_1}\;;\quad L = \frac{V_c(\rho_2 - \rho_1)}{s\rho_1}$$

și :

$$s = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{V_c(\rho_2 - \rho_1)}{L\rho_1}\,, \qquad (10)$$

relații ce permit realizarea constructivă a densimetrului.

3. Traductorul Hall de deplasare liniară

Multiplicatorul Hall este cunoscut în literatura de specialitate, el fiind tratat în detaliu și de autor cu ocazia altor lucrări publicate [4, 5]. Schema electrică a unui multiplicator Hall este reprezentată în figura 3. Sonda Hall

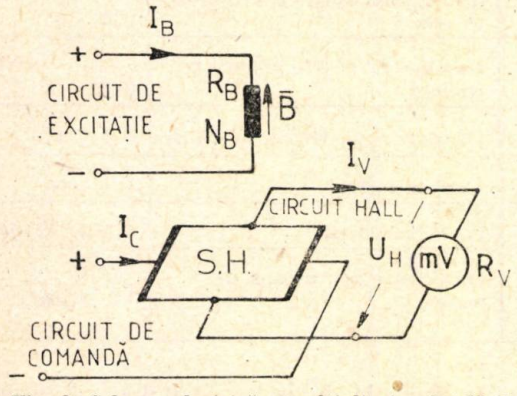


Fig. 3. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

(*SH*) parcursă longitudinal de I_c (intensitatea curentului de comandă) este plasată în întrefierul unui circuit magnetic, unde cîmpul magnetic de inducție magnetică B este creat de amperspirele $I_B N_B$ (circuitul de excitație). Dacă liniile cîmpului magnetic sînt ortogonale la suprafața sondei Hall (plăcuța semiconductoare) atunci tensiunea Hall U_H, măsurată de milivoltmetru mV (de rezistență interioară R_V foarte mare) are expresia [4, 5] cunoscută :

$$U_H = K_H\,I_c\,B\,, \qquad (11)$$

unde K_H este sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în V/AT.

Din expresia tensiunii Hall (11) rezultă caracterul de multiplicator, U_H fiind proporțională cu produsul a două mărimi, I_c și B. Dacă inducția magnetică B este o funcție liniară de deplasarea X a sondei Hall, (adică $B = K_B \cdot X$), iar I_c este menținut constant, atunci expresia tensiunii Hall devine :

$$U_H = K_H I_c B = K_H I_c K_B X = KX, \qquad (12)$$

de unde rezultă caracterul de traductor Hall, care transformă o deplasare liniară X (a sondei Hall) într-o tensiune electrică U_H ce poate fi măsurată sau înregistrată folosind aparatură corespunzătoare. Factorul de proporționalitate $K = K_H I_c K_B$ reprezintă sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall, în mV/mm.

Sisteme magnetice (circuite de excitație) care să asigure o dependență liniară între tensiunea Hall U_H și deplasarea liniară X a sondei Hall (*SH*) sînt prezentate în literatura de specialitate [6, 7], unele dintre ele fiind realizate și experimentate de autor cu ocazia altor lucrări [5, 8, 9, 10, 11, 12].

Sistemul magnetic reprezentat în figura 4 asigură un cîmp magnetic neomogen, constant în timp, de un gradient $\frac{\partial B_z}{\partial X}$ = constant, deci cu o variație liniară după direcția X, direcție după care se deplasează sonda Hall. Pentru diferite valori ale distanței D, dintre cele două circuite magnetice ce formează sistemul magnetic al traductorului Hall, se obțin

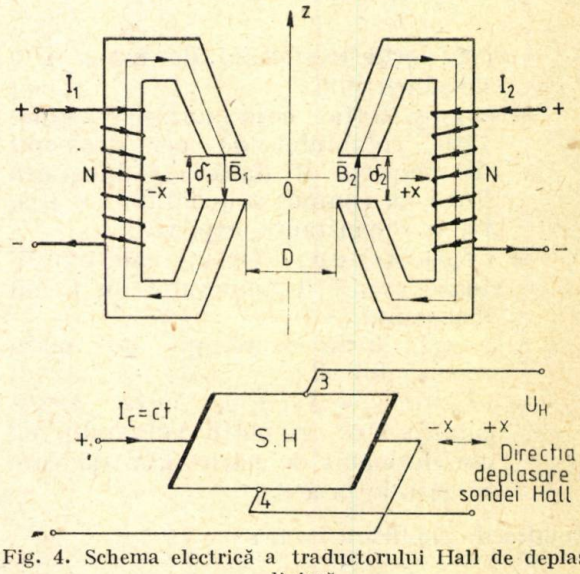


Fig. 4. Schema electrică a traductorului Hall de deplasare liniară.

diferite limite pentru X, între care B_z este proporțional cu X. Astfel, pentru $\delta_1 = \delta_2 = 2$ mm și $D = 4$ mm liniaritatea între U_H și X este asigurată pentru intervalul $(-2{,}5 < X < +2{,}5)$ mm, rezultînd :

$$\frac{\partial B_z}{\partial X} = 0{,}327 \text{ T/mm}.$$

Folosind o sondă Hall din material indigen (InSb) cu dimensiunile $8 \times 2 \times 0{,}4$ mm³, realizată de autor și avînd $K_H = 1{,}5$ V/AT, s-a obținut pentru sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall valoarea $K = 10{,}8$ mV/mm. Lărgirea intervalului de liniaritate se face prin mărirea lui D, dar scade sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall.

3. Posibilitatea realizării unor densimetre pentru fluide, folosind traductorul Hall de deplasare liniară

Asemenea densimetre s-ar putea realiza prin „asamblarea" traductorului Hall de deplasare liniară cu densimetrul obișnuit de greutate constantă și volum variabil. În figura 5 este reprezentată o asemenea asamblare, solidar cu tija cilindrică (3) deplasîndu-se și sonda Hall (SH).

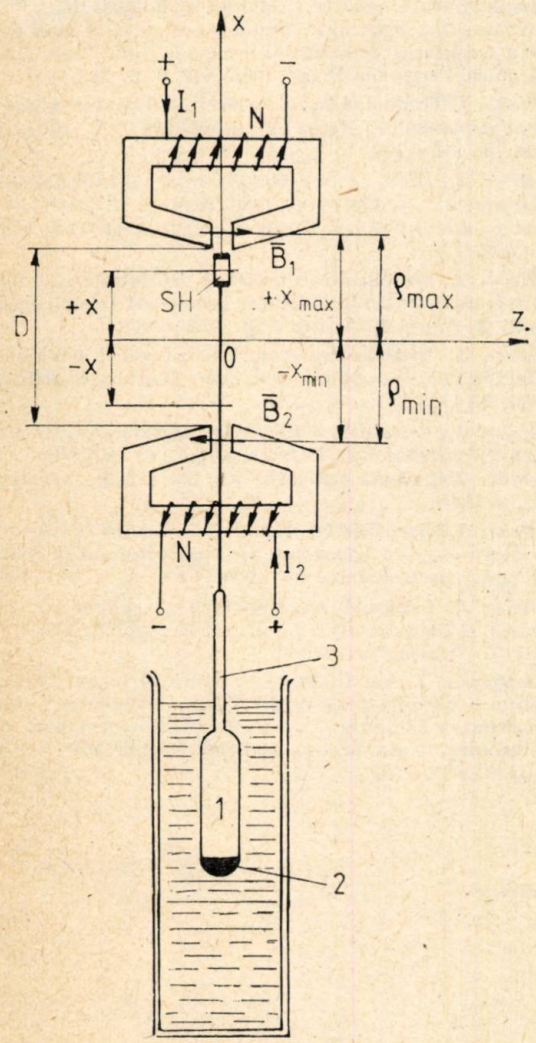


Fig. 5. Schema de principiu a unui densimetru cu greutate constantă și volum variabil, asamblat cu un traductor Hall de deplasare liniară.

În aceste condiții, pe baza relațiilor (12) și (7) se poate scrie :

$$U_H = KX = K\left\{\frac{m_a}{s}\cdot\frac{1}{\rho} - \frac{V_c}{s}\right\} = \frac{K_1}{\rho} - K_2, \quad (13)$$

unde K_1 și K_2 sînt constante la densimetru și traductorul Hall realizate.

Din relația (13) rezultă că tensiunea Hall, la densimetrul și traductorul Hall date, este o măsură pentru densitatea ρ a fluidului cercetat, milivoltmetrul mV (fig. 3) cu scala arătînd zero la mijloc, putînd fi etalonat direct în unități de densitate. Scala milivoltmetrului, după cum rezultă din (13) nu va fi liniară. Dacă însă densimetrul cu traductor Hall se realizează ca urodensimetru, lactodensimetru sau densimetru pentru apa de mare, atunci pe baza valorilor din tabelul 1 se poate scrie cu suficientă aproximație :

$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{1 + \Delta\rho} = 1 - \Delta\rho, \quad (14)$$

relația (13) devenind :

$$U_H = \frac{K_1}{\rho} - K_2 = K\ (1 - \Delta\rho) - K_2 = -$$

$$- \Delta\rho + (K_1 - K_2) = -\Delta\rho + K_3. \quad (15)$$

Aceste densimetre măsoară pe $\Delta\rho$, scala milivoltmetrului fiind însă liniară.

Densimetrele cu traductor Hall pot fi folosite și la înregistrarea variației densității fluidelor prin înregistrarea tensiunii Hall cu ajutorul unei aparaturi corespunzătoare.

Asemenea densimetre pot asigura și reglarea densității între două limite ρ_{max} și ρ_{min}, corespunzător unor deplasări $+X_{max}$ și $-X_{min}$ (fig. 5). În acest scop se stabilesc limitele :

$$\rho_{max} = \rho + \Delta\rho_{min} \quad \text{și} \quad \rho_{min} = \rho - \Delta\rho_{max},$$

fixîndu-se poziția relativă a sistemului magnetic față de sonda Hall (cînd fluidul este de densitate ρ), astfel încît $U_H = 0$. Corespunzător celor două limite, ρ_{max} și ρ_{min} se obțin tensiunile U_{H1} și U_{H2}, de semne opuse, căci $\bar{B}_1$ și $\bar{B}_2$ din întrefierurile δ_1 și δ_2 (fig. 4 și 5) sînt de sensuri opuse. Tensiunea U_{H1}, printr-un sistem automat corespunzător, poate comanda micșorarea lui ρ_{max} (diluarea soluției) iar U_{H2} — creșterea lui ρ_{min}. Domeniul de reglare (mai exact diferența între ρ_{max} și ρ_{min}) se poate modifica prin modificarea lui D. Cu traductorul Hall de deplasare liniară, realizat de autor cu sondă Hall indigenă și prezentat mai sus s-au obținut $U_{H1} = 41{,}5$ mV, respectiv $U_{H2} = -41{,}5$ mV.

O atenţie deosebită trebuie acordată montării traductorului Hall faţă de alte piese feromagnetice, deoarece prezenţa acestora în apropierea sa poate deforma spectrul cîmpului magnetic în care se deplasează sonda Hall odată cu deplasarea tijei densimetrului sub influenţa densităţii ρ.

4. Concluzii

Traductorul Hall de deplasare liniară poate înlocui cu succes traductorul inductiv folosit la măsurarea continuă a densităţii lichidelor curate şi menţionat în literatura de specialitate [14].

Forţa necesară deplasării sondei Hall este foarte mică, plăcuţa semiconductoare fiind foarte uşoară, montată direct şi rigid pe corpul plutitor, eliminînd orice transmisie mecanică, ce ar introduce eforturi suplimentare. Asupra plăcuţei sondei Hall nu se manifestă forţe de reacţie, ca în cazul altor traductoare, traductorul Hall avînd caracteristici dinamice foarte bune, ceea ce înseamnă inerţie mică, putîndu-se urmări prin tensiunea Hall variaţiile densităţii fluidului cercetat. Se poate asigura în acest fel un control în mod continuu al densităţii fluidelor, aceasta putînd fi reglată (menţinută) între anumite limite.

Precizia unor asemenea densimetre cu traductorul Hall de deplasare liniară, la densimetru obişnuit dat, depinde de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall, în expresia căreia (13) intervine densitatea ρ a fluidului cercetat.

Domeniul de măsură, la corp plutitor dat (ca formă, dimensiuni şi greutate) se poate uşor modifica prin distanţa D dintre cele două circuite magnetice (fig. 4).

Tensiunea U_H furnizată de traductorul Hall de deplasare liniară, care este funcţie de densitatea ρ (13) poate fi introdusă în echipamente de calcul sau pentru a realiza comenzi, respectiv reglări automate.

Densimetrul cu greutate constantă — volum variabil şi traductor Hall de deplasare liniară, propus în această lucrare, este original şi completează în mod avantajos celelalte metode electrice de măsurare, înregistrare şi reglare a densităţii fluidelor.

Bibliografie

[1] *Gruzsniczki, F., Vintilescu, L.* Tehnica măsurării capacităţii, densităţii, viscozităţii şi a altor mărimi fizice E.D.P. — Bucureşti, 1961.

[2] *Kulakov, M. V., Scepkin, S. I.* Aparate automate de măsurat şi de control în industria chimică. Editura tehnică Bucureşti, 1963 (trad. l. rusă).

[3] *Ilioiu, N., Ivanovici, Gh.* Memorator de metrologie, **vol. II**, E. T., Bucureşti, 1966.

[4] *Heler, A.* Contribuţii teoretice şi experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat, Inst. Politehnic Timişoara, 1966.

[5] *Heler, A., Lăpuşan, V.* Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. Metrologia aplicată, **vol. 16** (1969) nr. 6, p. 264—268.

[6] *Nalecz, M., Warsza, Z.* Traductoare cu efect Hall pentru măsurarea deplasărilor mecanice. Solid State Electronics, Pergamon Press, 1966, vol. **9**, p. 485—495.

[7] *Vecsi, I.* Traductor bazat pe efect Hall pentru măsurarea deplasărilor. Mérés és automatika, XV, 1967, nr. 78, p. 315—320.

[8] *Heler, A., Daba, D.* Înregistrarea unor vibraţii mecanice cu ajutorul traductorului Hall realizat cu material semiconductor indigen. Electrotehnica, 3 (1971) p. 106—108.

[9] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării debitului cu ajutorul traductoarelor Hall. Calitatea producţiei şi metrologie, vol. **2** (19) — 1972, nr. 4, p. 212—215.

[10] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării şi reglării nivelului la lichide, folosind traductorul Hall. Metrologia aplicată, vol. **25** (1978), nr. 4, p. 187—189.

[11] *Heler, A.*, Dispozitiv rotametric cu traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea şi reglarea debitelor la lichide. Metrologia aplicată, vol. **26** (1979) nr. 3, p. 111—114.

[12] *Heler, A.* Dispozitiv cu clopot şi traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea şi reglarea presiunii la fluide. E.E.A. Electrotehnica **28** (1980) nr. 6, p. 258—262.

[13] *Heler, A.* Dispozitiv cu traductor Hall pentru semnalizarea şi reglarea nivelelor limită la lichide. Buletinul I.P.T. Timişoara, 1978.

[14] *Georgescu, I.* Noi traductoare utilizate în automatică. Sinteză documentară 1972 I.C.D.T. Traductor pentru măsurarea continuă a densităţii lichidelor curate sub presiune. Aparat produs de firma Krohne din R.F.G. (tip D 25/I.F.R.).

CZ 621.313 : 538.4

AGITARE ELECTROMAGNETICĂ
METALE TOPITE
APLICAȚII INDUSTRIALE

Agitarea electromagnetică a metalelor topite și aplicațiile sale industriale

VIRGIL FIREȚEANU, V. BRABIE, IOAN VÎRCOLACU, PAVEL TOBOC* BUCUREȘTI

Introducere

Agitarea electromagnetică este un procedeu modern aplicat metalelor și aliajelor în stare lichidă, în vederea intensificării unor procese metalurgice, a purificării și omogenizării băilor, a controlului solidificării pieselor și semifabricatelor etc.

Agitarea electromagnetică constă în crearea unei circulații dirijate a metalului topit dintr-o incintă, prin acțiunea forțelor determinate de prezența unui cîmp electromagnetic. Acest cîmp este creat de inductorul agitatorului electromagnetic, iar metalul topit, antrenat în mișcare, reprezintă indusul acestui tip de mașină magnetohidrodinamică. Avînd în vedere că efectul util, care definește funcția de utilizare a acestor mașini, efectul de antrenare, are loc pe fondul efectului electrotermic al curentului electric în indus, agitatoarele electromagnetice sînt convertizoare electrotermomecanice de energie. Ele au caracteristici comune atît cu pompele electromagnetice, care realizează conversia electrohidrodinamică a energiei, cît și cu cuptoarele electrice — convertizoare electrotermice de energie, efectele electrotermice, în pompe, și cele electrodinamice, în cuptoare, fiind secundare.

Agitatoarele electromagnetice sînt mașini magnetohidrodinamice cu circuit hidraulic deschis, în sensul că forțele electromagnetice echilibrează doar forțele de vîscozitate în regimul dinamic al metalului topit — indus, presiunea utilă a acestor mașini *mhd* fiind nulă.

Această lucrarea sintetizează principiile de funcționare a tipurilor uzuale de agitatoare electromagnetice, aplicații industriale ale agitării electromagnetice, avantajele implementării acestui procedeu în tehnologiile moderne de elaborare, prelucrare a metalelor lichide și de turnare.

1. Principiile agitării băilor de metale topite prin acțiunea cîmpului electromagnetic și tipuri de agitatoare electromagnetice

În multe aplicații cîmpul magnetic inductor (creat de inductor în absența indusului) are variație alternativă în timp și spațiu, agitatoarele de acest tip funcționînd pe principiul mașinilor electrice de inducție.

* Institutul politehnic-București.

Agitatoarele cilindrice de inducție, figura 1, au inductorul asemănător cu statorul mașinii asincrone rotative, inductor care creează în spațiul cilindric din interior un cîmp magnetic învîrtitor de forma :

$$B = B_m \cos(\omega t - p\varphi),\ \omega = 2\pi f, \qquad (1)$$

unde f este frecvența tensiunii de alimentare și p — numărul de perechi de poli. Acest cîmp induce în orice mediu coductor, care constituie indusul agitatorului, situat în spațiul cilindric din interiorul inductorului, curenți cu orien-

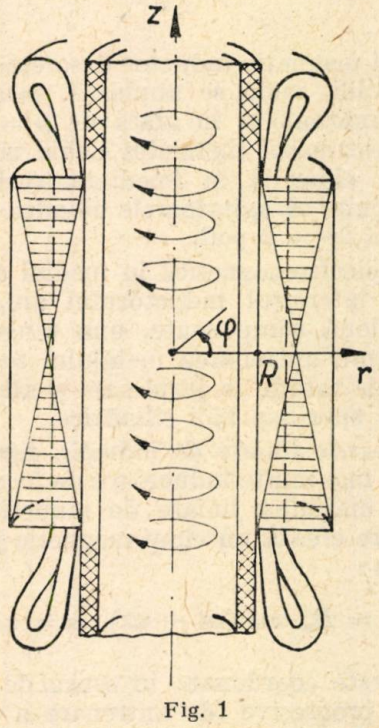


Fig. 1

tare după axa Oz, figura 1, a căror interacțiune cu cîmpul inductor determină forțe electromagnetice orientate tangențial, după coordonata φ.

Variația radială a forței electromagnetice este determinată de parametrii difuziei cîmpului în mediul conductor care este metalul topit ; este cunoscut că pătrunderea unui cîmp alternativ, de forma $H_m \sin\omega t$ este cu atît mai profundă cu cît frecvența cîmpului și conductivitatea electrică a mediului indus sînt mai re-

d
z use. Forţa electromagnetică este maximă în onele cele mai apropiate de inductor, iar într-un punct dat este, practic, direct proporţională cu conductivitatea electrică locală.

Cîmpul magnetic inductor (în absenţa unor medii conductoare în interiorul zonei cilindrice) are două componente, radială B_r şi tangenţială B_φ, unde învîrtitoare de forma (1), variaţia radială a amplitudinii acestora fiind de forma [9]:

$$B_{rm} = B_{om}\left(\frac{r}{R}\right)^{p-1}, \quad B_{\varphi m} = B_{om}\left(\frac{r}{R}\right)^{p-1}, \qquad (2)$$

unde R este raza interioară a inductorului. Amplitudinea B_{om} a inducţiei la suprafaţa inductorului se exprimă în funcţie de curentul I absorbit pe fiecare din cele m faze, numărul de spire pe fază w, factorul de înfăşurare k_w, pasul polar τ al inductorului şi numărul de perechi de poli p, prin relaţia:

$$B_{0m} = \frac{\sqrt{2}\,\mu_0\, m\, w\, k_w I}{p\,\tau}. \qquad (3)$$

Cîmpul magnetic inductor descreşte spre axa inductorului, unde se anulează, pentru toate valorile mărimii p, în afară de $p = 1$. Necesitatea antrenării metalului lichid în anumite aplicaţii, chiar şi în imediata vecinătate a axei, impune ca agitatoarele cilindrice să aibă, de regulă, $2p = 2$ poli.

Forţa electromagnetică în mediul conductor aflat în interiorul inductorului are, de asemenea, două componente, una tangenţială — care asigură antrenarea metalului topit într-o mişcare de rotaţie în jurul axei şi alta radială, orientată spre axa băii cilindrice.

Agitatoarele liniare de inducţie, figura 2, au unul sau mai multe inductoare de forma inductoarelor maşinilor liniare de inducţie; aceste inductoare crează un cîmp magnetic progresiv, de forma:

$$B = B_m \cos(\omega t - \alpha x), \quad \alpha = \pi/\tau, \qquad (4)$$

unde x este coordonata în sensul de deplasare a undei progresive (de antrenare a metalului topit). Viteza de deplasare a undei (de sincronism) are mărimea $v = 2f\tau$.

În funcţie de configuraţia băii şi de necesităţile de agitare impuse de procesul tehnologic, agitatoarele liniare pot fi *plane*, figura 2 a, suprafaţa dinspre baie a inductorului fiind dreptunghiulară, sau *cilindrică*, figura 2 b, în care caz inductorul înconjoară baia, iar metalul topit este antrenat după axa Ox.

Variaţia cîmpului magnetic în agitatorul liniar plan nu este influenţată de numărul de poli ai inductorului, este însă în schimb determinată de mărimea τ a pasului polar. Cîmpul magnetic are, de asemenea, două componente: una normală, pe suprafaţa inductorului, alta tangenţială (după direcţia cîmpului progresiv) şi alta normală. Variaţia amplitudinilor acestor două componente cu coordonata normală z, figura 2 a, este de forma:

$$B_{zm} = B_{om}\, e^{-\alpha z}, \quad B_{xm} = B_{om}\, e^{-\alpha z}, \qquad (5)$$

unde mărimea B_{om} are semnificaţia şi expresia definită prin (3). Aşadar, cîmpul magnetic inductor scade exponenţial, cu atît mai rapid cu cît pasul polar are o valoare mai mică.

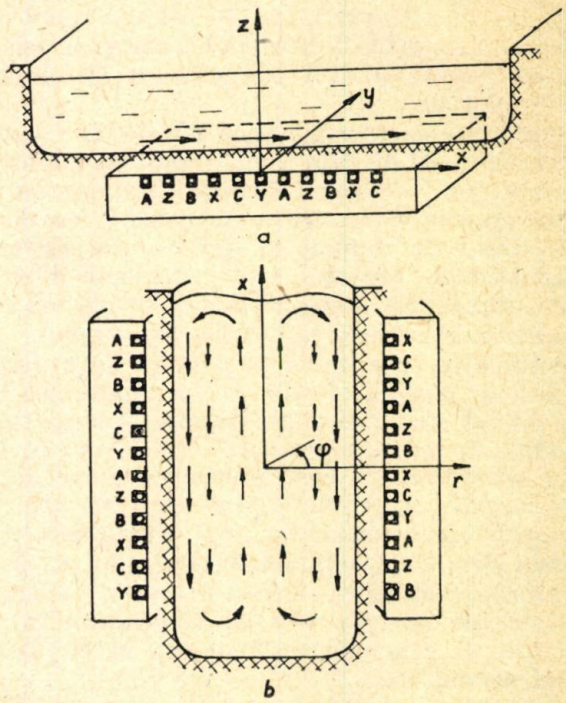


Fig. 2

Variaţia densităţilor curenţilor induşi şi a componentelor forţei electromagnetice după coordonata z, figura 2 a, este influenţată atît de variaţia cîmpului inductor, cît şi de parametrii difuziei cîmpului electromagnetic în indus. Adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic progresiv în semispaţiul conductor avînd conductivitatea electrică σ şi permeabilitatea magnetică μ_0 — definită ca distanţa de la suprafaţă, la care amplitudinea cîmpului scade de $e = 2{,}718$ ori, în raport cu valoarea la suprafaţă — are expresia:

$$\delta_p = \frac{1}{\alpha}\sqrt{\frac{2}{1+\sqrt{1+\varepsilon^2}}}. \qquad (6)$$

Mărimea $\varepsilon = s\,\omega\,\mu_0\sigma\,\alpha^2$, denumită numărul Reynolds magnetic, este caracteristică difuziei cîmpului electromagnetic progresiv. Alunecarea s, care caracterizează deplasarea re-

lativă între indus (semispațiu) și unda cîmpului inductor, are expresia $s = (v_s - v)/v_s$, unde v este viteza indusului față de inductor.

Se observă că pentru $\varepsilon \gg 1$, de exemplu în cazul unui mediu cu conductivitate redusă $\delta_p = \frac{1}{\alpha} = \frac{\tau}{\pi}$, difuzia cîmpului nu este influențată de frecvența cîmpului sau de proprietățile mediului; variația cîmpului în profunzimea semispațiului este identică cu aceea a cîmpului inductor (5). Pentru $\varepsilon \gg 1$, mărimea δ_p este practic egală cu adîncimea de pătrundere a unui cîmp alternativ de frecvență Sf într-un semispațiul imobil în raport cu inductorul, $\delta_s = \sqrt{\frac{2}{s\omega\mu_0\sigma}}$. Acest caz corespunde valorilor mari ale pasului polar, cînd pătrunderea cîmpului este practic independentă de mărimea acestuia.

Influența mărimii frecvenței și pasului polar asupra variației radiale a componentei f_x a densității de volum a forței electromagnetice într-o baie cilindrică este reprezentată calitativ în figura 3 [1].

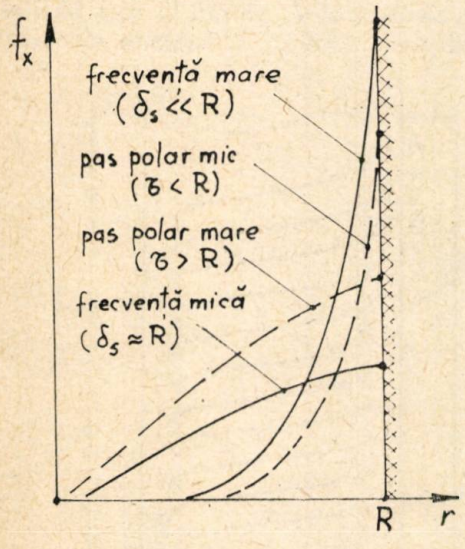


Fig. 3

Pe baza analizei dimensionale a ecuațiilor magnetohidrodinamicii lichidelor conductoare [1], rezultă că viteza liniară a metalului topit într-un punct dat satisface o relație de forma :

$$v = k\, B_{om} \sqrt{\frac{\sigma f}{\rho}}\, \tau, \qquad (7)$$

k fiind o constantă, iar ρ — densitatea lichidului. Rezultă că sporirea frecvenței asigură creșterea vitezei metalului topit în imediata vecinătate a peretelui, însă pătrunderea cîmpului și efectele sale dinamice se manifestă pe o grosime din ce în ce mai mică. Creșterea pasului polar al inductorului, în schimb, determină atît creșterea vitezei, cît și pătrunderea profundă a cîmpului, agitatoarele de inducție pentru băi cu dimensiuni considerabile fiind mașini *mhd* cu valori mari ale pasului polar ($\tau = 1-2$ m) [2].

Întrucît raportul dintre energia mecanică, de antrenare a indusului și energia dezvoltată prin efect Joule, în mediul conductor, este invers proporțional cu frecvența, alimentarea optimă a inductoarelor destinate agitării electromagnetice se efectuează de la surse de frecvență redusă (cîțiva hertzi).

Agitatoarele cilindrice cu cîmp învîrtitor sînt aplicate, practic în exclusivitate, la echiparea liniilor de turnare continuă, sau semicontinuă a semifabricatelor. Diametrul inductorului în aceste aplicații nu depășește cîțiva zeci de centimetri; inductoarele sînt derivate din statoare de mașini asincrone în construcție normală. Aplicarea acestui tip de agitator la băile cilindrice cu diametre mari, peste 0,5 m, nu este potrivită. Pe de o parte asemenea inductoare nu sînt uzuale în construcția mașinilor electrice

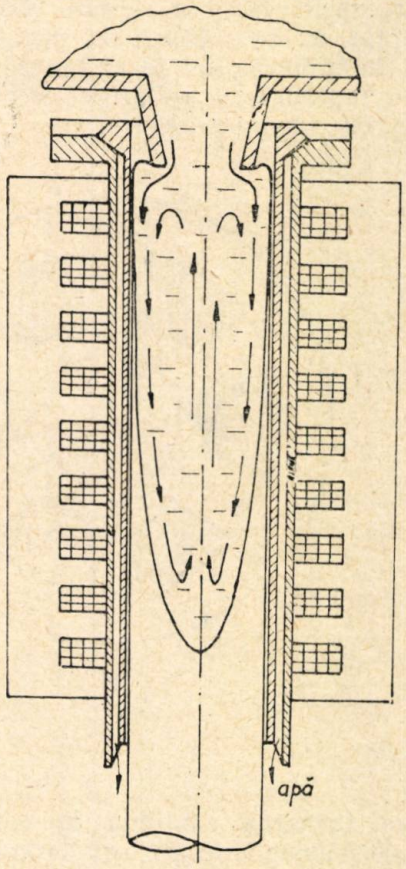


Fig. 4

iar apoi, ca urmare a valorilor sporite ale forței centrifuge asupra metalului din vecinătatea pereților verticali ai creuzetului, efectul de spălare a căptușelii refractare este foarte intens.

În multe alte aplicații [3, 4], dar și la turnarea continuă [5] se folosesc agitatoare liniare de inducție. Pentru agitarea băilor întinse, spe-

cifice cuptoarelor electrice cu arc, sau cuptoarelor de rafinare a metalelor neferoase se folosesc agitatoare liniare plane, sau în arc, iar pentru băile cilindrice se folosesc agitatoare liniare cilindrice. În absența unor date comparative privind eficiența globală a celor două tipuri de agitatoare — cilindric, cu cîmp învîrtitor și liniar, cu cîmp progresiv — la turnarea continuă, cîteva avantaje ale variantei liniare pot fi întrevăzute. Prin acțiunea cîmpului progresiv circulația metalului topit are loc în lungul conului de solidificare, figura 4 [5], (după direcția de tragere a semifabricatului, curgerea metalului fiind de tip reverse-flow, într-un sens în zona frontului de solidificare și în sens contrar în axa băii. Lungimea și poziția zonei de agitare pot fi stabilite prin dispunerea mai multor inductoare în lungul semifabricatului. Un alt avantaj îl constituie posibilitatea unor variante constructive detașabile ale inductorului în raport cu cristalizorul, demontarea și înlocuirea efectuîndu-se fără întreruperea liniei de turnare. Este, astfel, de așteptat ca dezvoltarea în perspectivă a agitării electromagnetice să se bazeze pe utilizarea cu precădere a agitatoarelor liniare de inducție cu cîmp progresiv.

elementar la altul, formează un agitator elicoidal. La periferia zonei cilindrice din interior se succed în plan transversal cîmpurile celor trei faze A, B, C, iar pe generatoare, cîmpurile polilor succesivi în plan perpendicular pe figură, de exemplu A, B, C, A, B etc.

O soluție constructivă mai simplă a unui agitator elicoidal, figura5 b, constă dintr-o înfășurare trifazată dispusă în spirală în jurul indusului.

În agitatoarele de inducție curentul electric din metalul topit este rezultatul variației în timp și spațiu a cîmpului magnetic inductor. Pentru amplitudine și frecvența date ale cîmpului inductor, densitatea curenților induși variază invers proporțional cu conductivitatea electrică a mediului conductor, efectul de agitare electromagnetică fiind cu atît mai slab cu cît conductivitatea este mai mică.

În *agitatoarele de conducție* forțele electromagnetice sînt rezultatul acțiunii cîmpului magnetic asupra unor curenți de aducție, injectați în mediul topit de o sursă exterioară. În *agitatorul electromagnetic de conducție de curent continuu* din figura 6, baia se află în cîmpul magnetic axial al solenoidului S. Metalul topit dintre electrodul *1*, plasat în axa băii și peretele electroconductor *2*, închide circuitul elec-

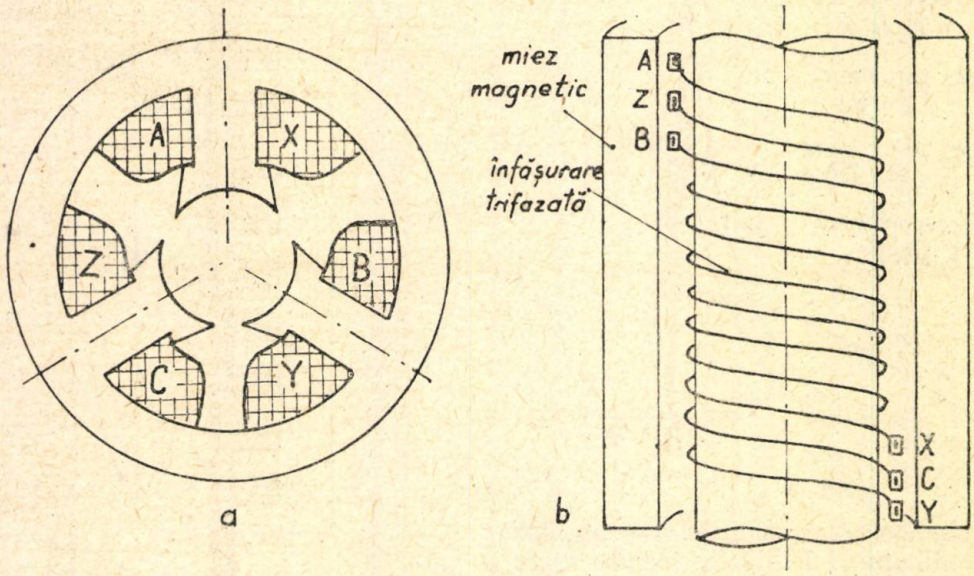


Fig. 5

Pentru turnarea continuă în condiții de brasaj electromagnetic au fost dezvoltate *agitatoare elicoidale, cu cîmp învîrtitor și progresiv* [6], care imprimă metalului topit dintr-o incintă cilindrică o mișcare în spirală. Un inductor cilindric trifazat cu cîmp învîrtitor, cu înfășurări concentrate, este constituit din trei poli cu bobine polare, cîte una pe fiecare fază, ca în figura 5. O succesiune de $3n$ ($n \in N$) astfel de inductoare, dispuse unul după altul în direcție perpendiculară pe planul figurii, avînd înfășurările celor trei faze permutate de la un inductor

tric al sursei de curent continuu intens. Forțele electromagnetice, care au orientare tangențială, antrenează baia într-o mișcare de rotație, principiul de funcționare al acestui tip de agitator fiind acela al mașinii de curent continuu. Structura densității forței electromagnetice nu mai este influențată de proprietățile de conducție ale metalului din baie, nu sînt caracteristice fenomene legate de pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductoare masive.

În agitatorul din figura 6 densitatea forței electromagnetice este maximă în vecinătatea

electrodului central *1*, întrucît densitatea curentului în metal este maximă în această zonă. Spre deosebire, în agitatoarele de inducție, densitatea forței este întotdeauna maximă în zonele băii din imediata vecinătate a inductorului.

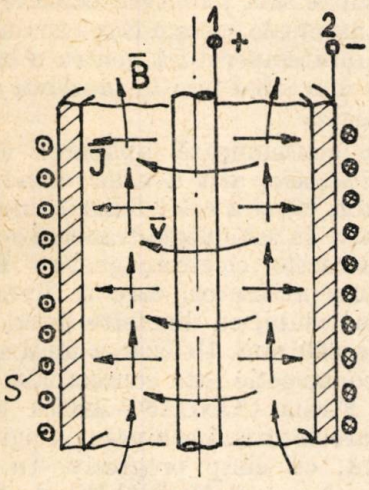


Fig. 6

Agitatoarele electromagnetice de conducție pot fi și de *curent alternativ*, în care caz un cîmp magnetic alternativ acționează asupra unui curent, de asemenea, alternativ — de aducțiune sau indus pe cale transformatorică. Forța electromagnetică este maximă cînd cîmpul magnetic și curentul sînt în fază, iar mărimea ei locală este influențată de fenomenele specifice difuziei cîmpului alternativ în medii conductoare masive.

2. Aplicații industriale ale agitării electromagnetice

Aplicarea acțiunii cîmpurilor electromagnetice la intensificarea proceselor de elaborare, omogenizare, aliere, tratare și purificare a metalelor topite, în general, și a oțelurilor, în special, a căpătat de mulți ani o largă răspîndire industrială. Este semnificativă afirmația „Without stirring, no metallurgy of molten metals" [7], care sintetizează avantajele acestui procedeu în elaborarea unor metale și aliaje cu caracteristici superioare.

Primele agitatoare, dezvoltate de firma ASEA pentru echiparea cuptoarelor cu arc sînt de tip liniar-plan, sînt poziționate în partea inferioară a cuptorului, au $2p = 2$ poli, lungimea aproximativ egală cu diametrul băii și lățimea egală cu jumătatea pasului polar. În anii '60 a fost definitivată o altă aplicație — procedeul ASEA-SKF de agitare electromagnetică a oțelului într-o oală cilindrică, în vederea degazării sub vid [7]. De această dată inductorul este de tip liniar-cilindric; reînnoirea continuă a suprafeței libere a oțelului în oala vidată determină degazarea acestuia.

Un alt procedeu electromagnetic de rafinare și agitare a metalelor topite se bazează pe efectul magnetohidrostatic într-un conductor lichid, parcurs de curent și situat în cîmp magnetic. Metalul, care curge în canalul *1*, figura 7, este parcurs de curentul I (în lungul canalului) injectat prin electrozii A_1, A_2 și se află în cîmpul magnetic B al electromagnetului *2*. Forțele electromagnetice, orientate în sens invers greutății, determină reducerea greutății specifice aparente a metalului topit, ceea ce face ca presiunea hidrostatică asupra incluziunilor gazoase să fie mai mică decît în absența cîmpului; se intensifică astfel procesul apariției și dezvoltării incluziunilor gazoase și, prin urmare, degazarea metalului. În lucrarea [8] se arată că valoarea optimă a factorului de levitare a metalului topit, $k = JB/\rho g$, unde J este densitatea curentului electric în canal, ρ — densitatea metalului și g — accelerația gravitațională (optimă, care corespunde vitezei

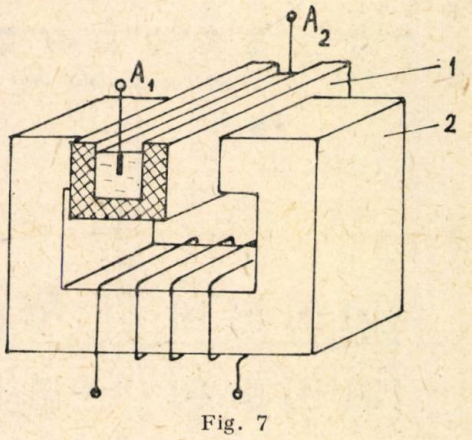


Fig. 7

maxime de degazare) se află în domeniul 0,7... ...0,8. Încercările cu Ol 45 au evidențiat reducerea conținutului de oxigen între 6,8 și 39 cm^3 la 100 grame și a conținutului de azot cu 14%, iar ca urmare a agitării intense în procesul degazării, macrostructura probelor se caracterizează prin compactitate ridicată și dimensiuni mai mici ale incluziunilor nemetalice. Rezultate ale aplicării acestui procedeu la rafinarea aluminiului sînt prezentate în lucrarea [15].

Aplicații de desulfurare a oțelului cu procent ridicat de carbon, de rafinare a cuprului în convertizoare, de omogenizare a ferocromului în băile de oțel, toate în condiții de agitare electromagnetică, sînt prezentate în lucrarea [4].

Turnarea continuă este un procedeu cu avantaje economice deosebite, iar aplicarea sa în cazul oțelurilor aliate ridică probleme de control riguros al tempetaturii de turnare și al parametrilor procesului de solidificare. Studii experimentale prezentate în [9—12] indică de-

fecte de segregare și anizotropie a structurii de solidificare în secțiunea transversală a semifabricatelor, acumularea de incluziuni și variații pronunțate ale carbonului și elementelor de aliere în condițiile obișnuite ale turnării continue. Aceste defecte se reduc, dacă scade supraîncălzirea metalului, fapt ce implică alte complicații ale procesului tehnologic.

S-a constatat că aplicarea agitării electromagnetice este de mare utilitate în controlul structurii de solidificare la turnarea continuă. Circulația forțată a metalului lichid în conul de solidificare împiedică dezvoltarea zonei columnare de solidificare și segregare axială.

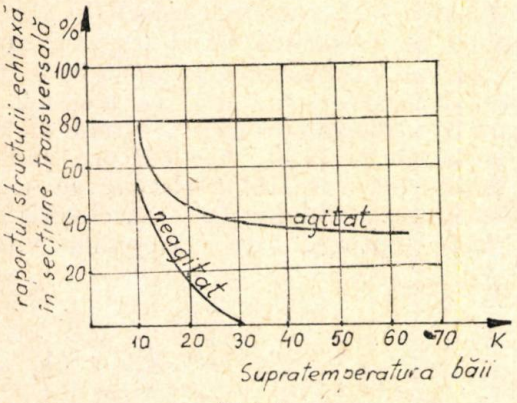


Fig. 8

Chiar în condițiile unei supraîncălziri puternice a metalului structura se caracterizează printr-o zonă echiaxă dezvoltată, constituită din dendrite de dimensiuni mici, posedă o macrosegregare axială redusă și distribuție uniformă a incluziunilor. Figura 8, [10] arată creșterea raportului dintre aria structurii echiaxe și aria secțiunii transversale a semifabricatului în funcție de supratemperatură pentru o bară pătrată de 100 mm ×100 mm în prezența agitării electromagnetice.

Literatura consemnează aplicarea ambelor tipuri de agitatoare, atît a celor cilindrice cu cîmp învîrtitor, cît și a celor liniar-cilindrice cu cîmp progresiv. În tehnologia franceză s-au dezvoltat agitatoarele electromagnetice IRSID-CEM, cu cîmp învîrtitor, care se livrează în cinci tipodimensiuni, cu diametre interioare de la 212 mm la 600 mm. Utilizarea unui agitator de această construcție este consemnată în lucrarea [10]. Firma CONCAST-ASEA livrează linii de turnare continuă echipate cu agitatoare liniare ASEA, cu cîmp progresiv. În ultima vreme firma franceză ROTELEC S. A., specializată în dezvoltarea echipamentelor de agitare electromagnetică, a construit un inductor elicoidal [6], care asigură deplasarea în spirală a metalului lichid. În lucrarea [5] sînt prezen-

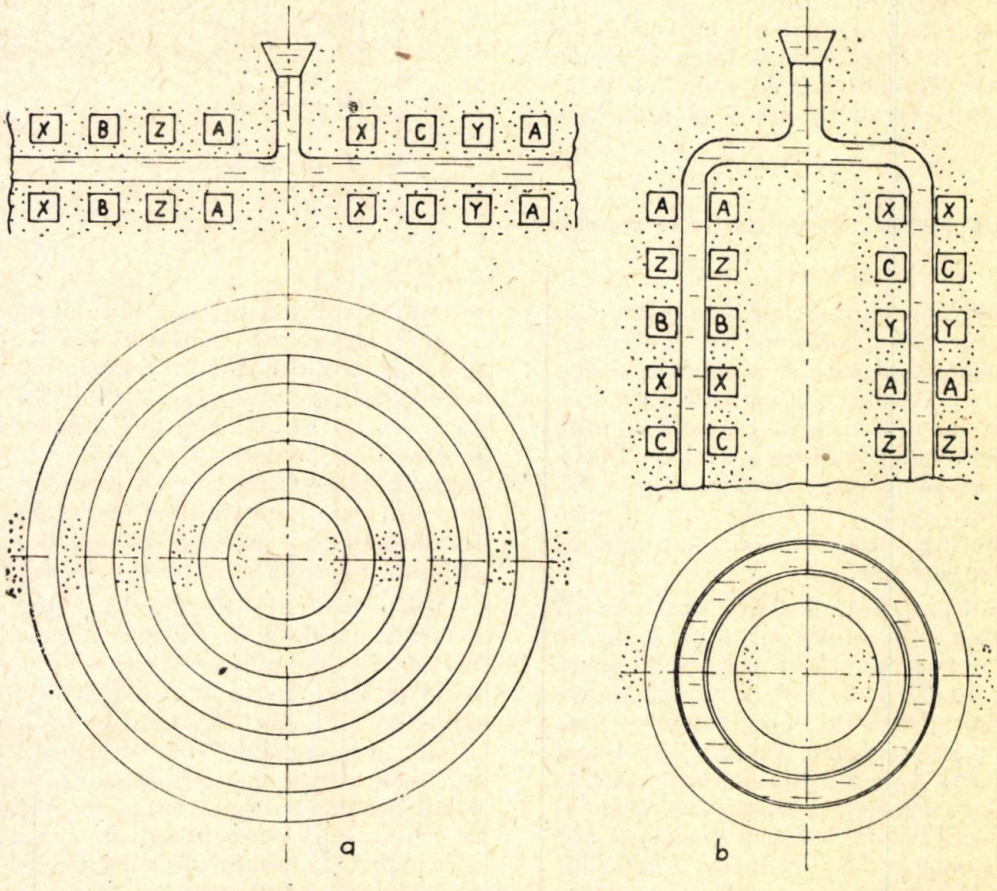


Fig. 9

tate rezultatele utilizării unui agitator liniar cilindric, în configurația reprezentată în figura 4, la turnarea continuă a unui aliaj cupru-nichel.

Alte aplicații se întrevăd la turnarea metalelor topite în forme, fie pentru îmbunătățirea structurii de solidificare a pieselor de dimensiuni mari, fie pentru turnarea pieselor cu pereți subțiri și dimensiuni liniare considerabile.

În lucrarea [13] se înfățișează o instalație pentru controlul cristalizării axelor de fontă într-un agitator electromagnetic de conducție, de curent continuu. Ca rezultat al răcirii mai intense a fontei în condițiile agitării, crește conținutul de carburi, ceea ce determină creșterea durității stratului de lucru.

Dificultățile turnării pieselor cu pereți subțiri și dimensiuni mari, din aliaje cu fluiditate redusă, pot fi eliminate antrenînd metalul topit în formă prin acțiunea unui cîmp electromagnetic progresiv. În figura 9 sînt indicate soluții pentru turnarea unui disc subțire, figura 9 a, respectiv a unui cilindru cu perete

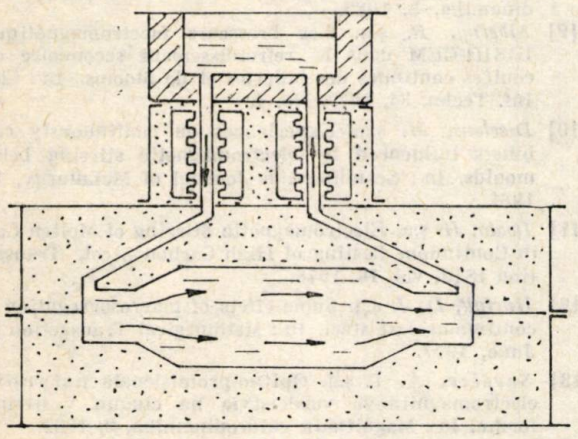
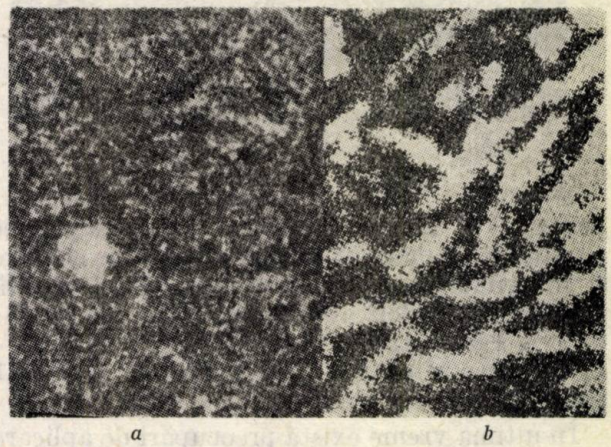


Fig. 10

subțire [14]. Bobinele de o parte și de alta a discului, respectiv din interiorul și exteriorul cilindrului, sînt alimentate în mod corespunzător la cele trei faze ale rețelei, pentru a crea cîmpul progresiv în sensul de umplere a formei,radial, respectiv axial.

Acțiunea forțelor electromagnetice poate fi folosită nu numai în faza de umplere a formelor, ci și după aceea pentru controlul cristalizării piesei. În figura 10 este prezentată o soluție de solidificare a unei piese de dimensiuni mari în condiții de circulație dirijată a metalului în formă, prin acțiunea a două pompe de inducție care leagă forma de gura de alimentare cu metal topit.

Rezultate pozitive în direcția controlului solidificării unor aliaje au fost obținute în ultimii ani în Institutul politehnic București, prin colaborarea dintre laboratorul de mașini electrice și laboratorul de bazele teoretice ale turnării. Primele încercări au constat în turnarea unor probe de aliaj aluminiu-siliciu cu procent ridicat de siliciu, în condiții de agitare electromagnetică, într-un inductor trifazat cu cîmp progresiv. Inductorul este constituit din patru miezuri magnetice care delimitează spațiul de lucru al agitatorului, de formă paralelipipedică cu dimensiunile 105 ×105 ×390 mm³. Inductorul are $2p = 4$ poli, pasul polar $\tau = 84$ mm și $Z = 24$ crestături, în care se află o înfășurare din conductor de cupru profilat 6 ×3 mm², cu $N_c = 8$ conductoare pe crestătură. Pentru o valoare a curentului de fază cu $I_f = 150$ A, cele două componente ale inducției la suprafața miezurilor magnetice au valoarea $B_{0m} = 0{,}147$ T. La suprafața unui lingou, cu secțiunea transversală de 50 ×50 mm², plasat simetric în agitator, componenta normală a inducției are valoarea $B_{zm} = 0{,}0475$ T, iar



a *b*

Fig. 11

componenta tangențială are amplitudinea $B_{xm} = 0{,}103$ T. Probele, a căror structură în secțiune transversală este prezentată în figura 11, au fost solidificate în cîmpul progresiv caracterizat de valorile de mai sus. Din comparația figurilor 11 a, și 11 b, ale structurilor în prezența și în absența cîmpului se constată deosebiri substanțiale ale structurii de solidificare, segregarea siliciului fiind mult mai slabă în prezența cîmpului electromagnetic.

A fost, de asemenea, studiată influența agitării în cîmp învîrtitor asupra structurii de solidificare a oțelului. S-a folosit un inductor bipolar, cu diametrul interior de 100 mm, și lungimea de 114 mm. Înfășurarea are $w = 828$ spire pe fază, este executată din conductor rotund cu diametrul de 0,5 mm și este plasată în $Z = 36$ crestături. Alimentat la rețeaua trifazată de 380 V, inductorul absoarbe curentul $I_f = 2{,}15$ A și asigură în spațiul cilindric din interior un cîmp magnetic de inducție $B_m = 0{,}055$ T.

S-au studiat fenomenele de segregare și macrostructura unor probe cu diametrul de 40 mm, în absența și în prezența agitării electromagnetice, la turnarea unui oțel înalt aliat cu 14,2 % Cr, 9,2 % Ni, 1,9 % C, 0,95 % Mn, 0,67 %

Si, 0,07 Cu, 0,025%P, 0,02% S, 0,02% Mo şi 0,03% W. Raportul de segreare pe diametrul secţiunii transversale (raportul dintre valoarea locală procentuală a elementului şi valoarea medie), în absenţa agitării, variază între 0,87—1,03 pentru C, 0,91—1,24 pentru Si, 0,87—1,13 pentru Mn, 0,8—1,13 pentru P, 0,9—1,65 pentru S, 0,97—1,01 pentru Ni şi 0,99—1,02

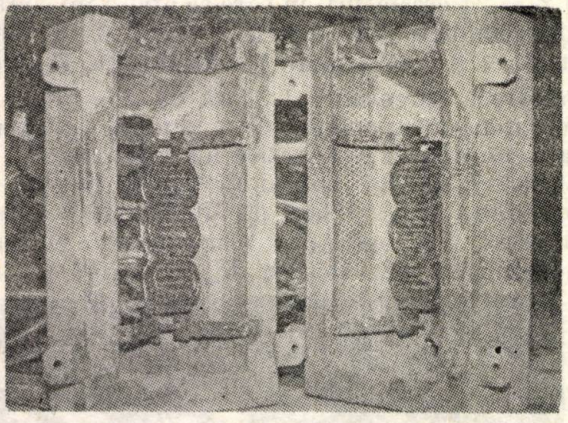


Fig. 12

pentru Cr. Efectul agitării electromagnetice constă într-o macrostructură cu cristale echiaxe şi în reducerea sensibilă a segregării; rezultă următoarele valori ale raportului de segregare: practic 1,0 pentru C, 0,97—1 pentru Si, 0,99—1,02 pentru Mn, 0,96—1,04 pentru P, 0,95—1,1 pentru S.

În ultima vreme există preocupări de aplicare a procedeului agitării electromagnetice la turnarea în forme vidate. Două inductoare plane cu cîmp progresiv, avînd înfăşurări din ţeavă de cupru, au fost montate în forme special executate pentru turnarea în forme vidate, figura 12. Au fost şi urmează a fi efectuate în continuare încercări cu inductoarele alimentate în opoziţie de flux, în concordanţă de flux, cu acelaşi sens al cîmpului progresiv, respectiv cu sens contrar, în urma cărora se va stabili varianta cea mai potrivită de alimentare, intensitatea optimă a cîmpului magnetic şi alţi parametri ai acestei tehnologii.

Bibliografie

[1] *Szekely, J., Chang. C. W.* Electromagnetically driven flows in metals processing. In : Journal of Metals, sept. 1976.

[2] *Petuhova, F. V.* Injenernii rascet electromagnitnii sili inducţionih peremeşivatelei dlia dugovîh pecei. In : Magnitnaia ghidrodinamika, 1, 1977.

[3] *Ingve, Sundberg.* Principles of the induction stirrer. In : ASEA Journal, 4, 1971.

[4] *Ake, Ericson.* Metallurgical aspects of the induction stirring of molten metal. In : ASEA Journal, 4, 1971.

[5] *Sokunov, B. A.* ş.a. Vlianie electromagnitnovo peremeşivania na structuru slitkov pri polunepreriVnoi otlivke. In : Magnitnaia ghidrodinamika, 3, 1977.

[6] *Delassus,* J. Electromagnetic inductor for generating a helical field, brevet SUA 4.321.958, 1982.

[7] *Sten Linder.* The stirring of steel, a method of accelerating metallurgical reactions. În : ASEA Journal, 4, 1971.

[8] *Hanov, V. K.* ş.a. Experimentalnaia mhd-ustanovka dlia degazaţii jidkih metalov. In : Magnitnaia ghidrodinamika, 3, 1983.

[9] *Alberny, R.* ş.a. Les brasseurs électromagnétiques IRSID-CEM dans le refroidissement secondaire des coulées continues des billettes et de blooms. In : Circ. Inf. Techn. 34, 1977, No. 4.

[10] *Disetens, M.* ş.a. Experiences on continuously cast billets influenced by electromagnetic stirring below moulds. In : Scandinavian Journal of Metallurgy, 10, 1981.

[11] *Iwata, H.* ş.a. Electromagnetic Stirring of Molten Core in Continuous Casting of High Carbon Steel, Transaction ISIJ, vol. **16**, 1976.

[12] *Hurtuk, D. J.* ş.a. Some effets of macrosegregation in continuous cast steel. In : Metalurgical Transaction B, June, 1977.

[13] *Sevelev, A. I.* ş.a. Opitno-promîşlenaia ustanovk electromagnitnovo vozdeistvia na ciugun v liteinoi forme. In : Magnitnaia ghidrodinamika, 3, 1982.

[14] *Verte, L. A.* Electromagnitnaia razlivka i ustanovka dlia jidkovo metala. In : Metalurghia, 1967.

[15] *Pavlov, V. N.* ş.a. Rafinirovanie aliuminievo cremnicvîh splavov v staticeskom electromagnitnom pole. In : Tvetnie metali, 6, 1976.

CZ 621.318.3 : 538.244.2

Regimul dinamic al electromagneților de curent continuu

SMARANDA NIȚU* – BUCUREȘTI

1. Punerea problemei

Pornind de la necesitatea cunoașterii parametrilor dinamici ai electromagneților de acționare, în două articole precedente [1, 2] s-a studiat și rezolvat problema dependenței fluxului magnetic de curentul de excitație și mărimea întrefierului activ. S-a introdus mărimea convențională denumită flux mediu Φ_m, legată de fluxul înlănțuit total Ψ_t prin relația:

$$\Psi_t = N\,\Phi_m \tag{1}$$

și s-au trasat curbele $\Phi_m = f_1(i, x)$ (fig. 1).

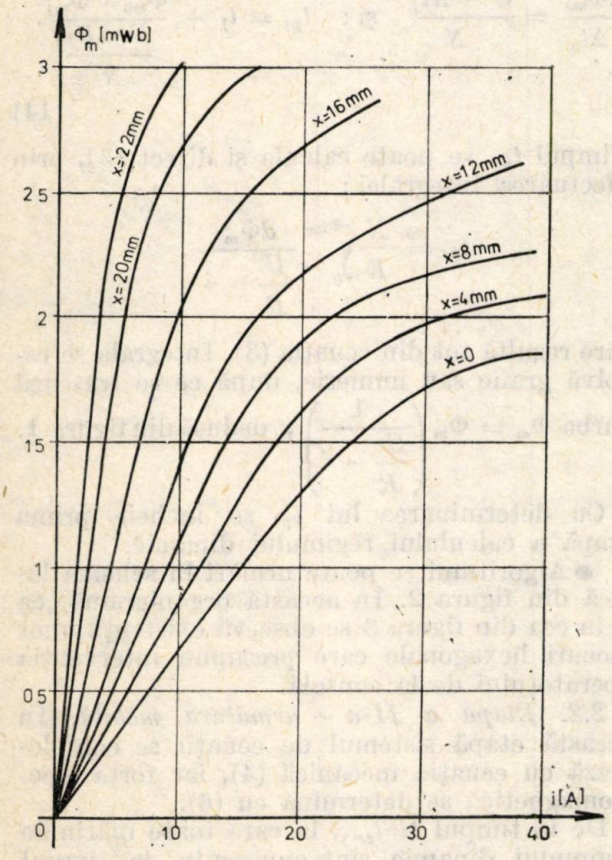


Fig. 1. Variația fluxului mediu Φ_m funcție de curent și deplasarea plonjorului.

Aceste curbe sînt necesare pentru rezolvarea ecuației electrice care descrie fenomenul tranzitoriu:

$$U = Ri(t) + \frac{d\Psi_t(t)}{dt}, \tag{2}$$

sau:

$$U = Ri(t) + N\,\frac{d\Phi_m(t)}{dt}, \tag{3}$$

unde:

U este tensiunea de alimentare a bobinei;
R — rezistența bobinei în stare rece;
N — numărul de spire al bobinei.

Ecuația mecanică de echilibru a forțelor este:

$$F_{em}(t) = m_r(t)\,\frac{d^2x}{dt^2} + F_{rez}(t), \tag{4}$$

unde:

F_{em} este forța electromagnetică;
m_r — masa mecanismului acționat, redusă la axa de deplasare a plonjorului electromagnetului;
F_{rez} — forța rezistentă totală redusă la axa de deplasare a plonjorului electromagnetului.

Forța dezvoltată de electromagnet se poate calcula cu una dintre următoarele două formule:

$$F_{em} = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n} U_{mk}^2\,\frac{d\Lambda_k}{dx}, \tag{5}$$

unde Λ_k sînt permeanțele care variază cu deplasarea x a plonjorului; U_{mk} — tensiunile magnetice pe porțiunile de circuit corespunzătoare permeanțelor Λ_k;
sau:

$$F_{em} = \frac{1}{2}\,i^2\,\frac{dL}{dx}, \tag{6}$$

unde L este inductivitatea proprie a electromagnetului.

Ecuațiile (3), (4), (5) sau (6) descriu complet procesul tranzitoriu la conectarea unui electromagnet de curent continuu. Rezolvarea acestui sistem neliniar este posibilă dacă se cunosc curbele $\Phi_m = f_1(i, x)$, $m_r = f_2(x)$ și $F_{rez} = f_3(x)$.

2. Algoritmul de calcul al regimului dinamic

Calculul se desfășoară în trei etape, corespunzătoare fenomenelor fizice care au loc [3]:

2.1. Etapa I — i, armătura imobilă la întrefier maxim

Ecuațiile valabile în această etapă sînt (3) și (5).

* Institutul politehnic-București — Facultatea de electrotehnică.

Condiţiile iniţiale la $t = 0$ sînt $\Phi_m = 0$ şi $i = 0$. Se stabileşte un pas de calcul $\Delta t = 1$ ms; alegerea valorii lui Δt este funcţie de rapiditatea procesului tranzitoriu; numărul de puncte trebuie să fie suficient pentru a oferi o imagine corectă a alurii curbelor calculate, dar nu prea mare pentru a nu creşte inutil volumul de calcul.

În general, de la pasul j la pasul $k = j + 1$ algoritmul se desfăşoară astfel: din ecuaţia (3) la $t = t_k$, rezultă:

$$\left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_j = \frac{U - R_{ij}}{N}. \tag{7}$$

Valoarea fluxului, în primă aproximaţie, la timpul $t_k = t_j + \Delta t$ este:

$$\Phi^*_{mk,1} = \Phi_{mj} + \left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_j \Delta t; \tag{8}$$

din curbele din figura 1 rezultă $i_{k,1}$.

Din ecuaţia (3) la $t = t_k$ rezultă:

$$\left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_{k,1} = \frac{U - Ri_{k,1}}{N}; \tag{9}$$

panta medie de variaţie a fluxului de la t_j la t_k este:

$$\left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_{j-k} = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_j + \left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_{k,1}\right]. \tag{10}$$

Cu aceasta se recalculează fluxul:

$$\Phi_{mk,2} = \Phi_{mj} + \left(\frac{d\Phi_m}{dt}\right)_{j-k} \cdot \Delta t, \tag{11}$$

căruia îi corespunde $i_{k,2}$ din figura 1.

Calculul se poate opri aici, sau se poate relua de la (9) pînă cînd diferenţa între două valori succesive Φ_{mk} este făcută oricît de mică se impune.

Etapa I-i ia sfîrşit la momentul $t = t_{pi}$, atunci cînd forţa dezvoltată de electromagnet este egală cu forţa rezistentă iniţială F_{rezo}. Considerînd că, iniţial forţa electromagnetică este determinată numai de fluxul din întrefierul de lucru, forţei rezistente iniţiale îi corespunde o tensiune magnetică de pornire în întrefier:

$$U_{m\delta 0} = \sqrt{\frac{2F_{rezo}}{(\partial \Lambda_\delta / \partial x)_0}}, \tag{12}$$

unde:

$$\left(\frac{\partial \Lambda_\delta}{\partial x}\right)_0 = \left.\frac{\partial \Lambda_\delta}{\partial x}\right|_{x=0},$$

şi un flux de pornire în întrefier:

$$\Phi_{\delta 0} = U_{m\delta 0} \Lambda_{\delta 0}, \tag{13}$$

unde:

$$\Lambda_{\delta 0} = \Lambda_\delta|_{x=0}.$$

● Curentul i_0 care determină fluxul $\Phi_{\delta 0}$ se calculează cu metoda din [2]; acestui curent îi corespunde fluxul Φ_{m0}.

Timpul de pornire la închidere t_{pi} se calculează din aproape în aproape, atunci cînd $\Phi_{mk} > \Phi_{m0}$, dar $\Phi_{mj} < \Phi_{m0}$; din ecuaţia (3) scrisă în diferenţe finite, rezultă:

$$\frac{\Delta\Phi_{mo}}{\Delta t_0} = \frac{U - Ri_j}{N} \quad \text{şi:} \quad t_{pi} = t_j + \frac{\Phi_{m0} - \Phi_{mj}}{\frac{U - Ri_j}{N}}. \tag{14}$$

Timpul t_{pi} se poate calcula şi direct [3], prin efectuarea integralei:

$$t_{pi} = \frac{N}{R}\int_0^{\Phi_{m0}} \frac{d\Phi_m}{\frac{U}{R} - i},$$

care rezultă tot din ecuaţia (3). Integrala se rezolvă grafic sau numeric, după ce se trasează curba $\Phi_m = \Phi_m\left(\frac{1}{\frac{U}{R} - i}\right)$, dedusă din figura 1.

Cu determinarea lui t_{pi} se încheie prima etapă a calculului regimului dinamic.

● Algoritmul se poate urmări în schema logică din figura 2. În această organigramă, ca şi în cea din figura 3 se observă existenţa unor blocuri hexagonale care presupun intervenţia operatorului de la consolă.

2.2. Etapa a II-a — armătura mobilă. În această etapă sistemul de ecuaţii se completează cu ecuaţia mecanică (4), iar forţa electromagnetică se determină cu (6).

De la timpul $t = t_{q-1}$, la care toate mărimile regimului dinamic sînt cunoscute, la timpul $t = t_q = t_{q-1} + \Delta t$, calculul comportă mai multe etape, care vor fi prezentate în continuare şi se pot urmări în schema logică din figura 3.

Pentru o deplasare impusă, de la x_{q-1} la x_q, se presupune o evoluţie a curentului, de la i_{q-1} la i_q. Pe acest interval forţa electromagnetică medie dezvoltată este:

$$\bar{F}_{emq} = \frac{1}{4}\left[i_q^2\left(\frac{dL}{dx}\right)_q + i_{q-1}^2\left(\frac{dL}{dx}\right)_{q-1}\right]. \tag{15}$$

* Prima cifră de la indicele mărimilor calculate reprezintă numărul pasului de calcul, iar a doua cifră, numărul de ordine al aproximaţiei făcute.

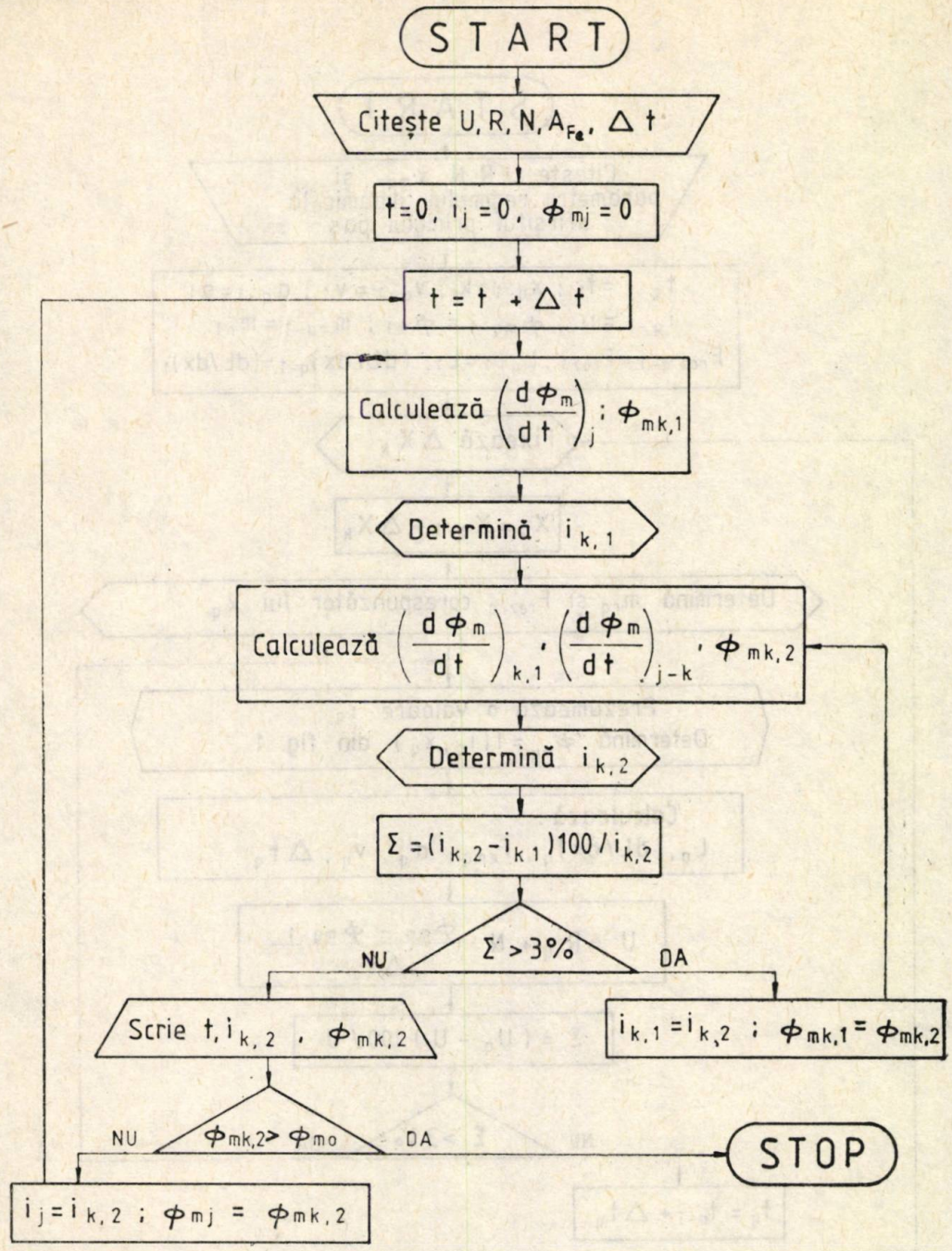


Fig. 2. Organigrama regimului dinamic pentru etapele unu și trei (armătura imobilă la întrefier maxim și minim).

Ecuația de echilibru mecanic (4) devine:

$$\bar{F}_{emq} = \frac{m(x_q) + m(x_{q-1})}{4}\left[\left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)_q + \left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)_{q-1}\right] + \frac{1}{2}[F_{rez}(x_q) + F_{rez}(x_{q-1})], \quad (19)$$

de unde rezultă:

$$\left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)_q = \frac{4}{m(x_q) + m(x_{q-1})}\left\{\bar{F}_{emq} - \frac{1}{2}(F_{rez}(x_q) + F_{rez}(x_{q-1}))\right\} - \left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)_{q-1}. \quad (17)$$

Se observă că membrul drept al ecuației (17) reprezintă o cantitate constantă; așadar, pe intervalul (x_{q-1}, x_q) ecuația de mișcare a armăturii mobile este:

$$\left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)_q = C_q, \quad (18)$$

adică este o mișcare uniform accelerată, (cu accelerația $a_q = C_q$), cu viteză inițială $v_{q-1} = \left(\frac{dx}{td}\right)_{q-1}$. Prin integrarea ecuației (18) și

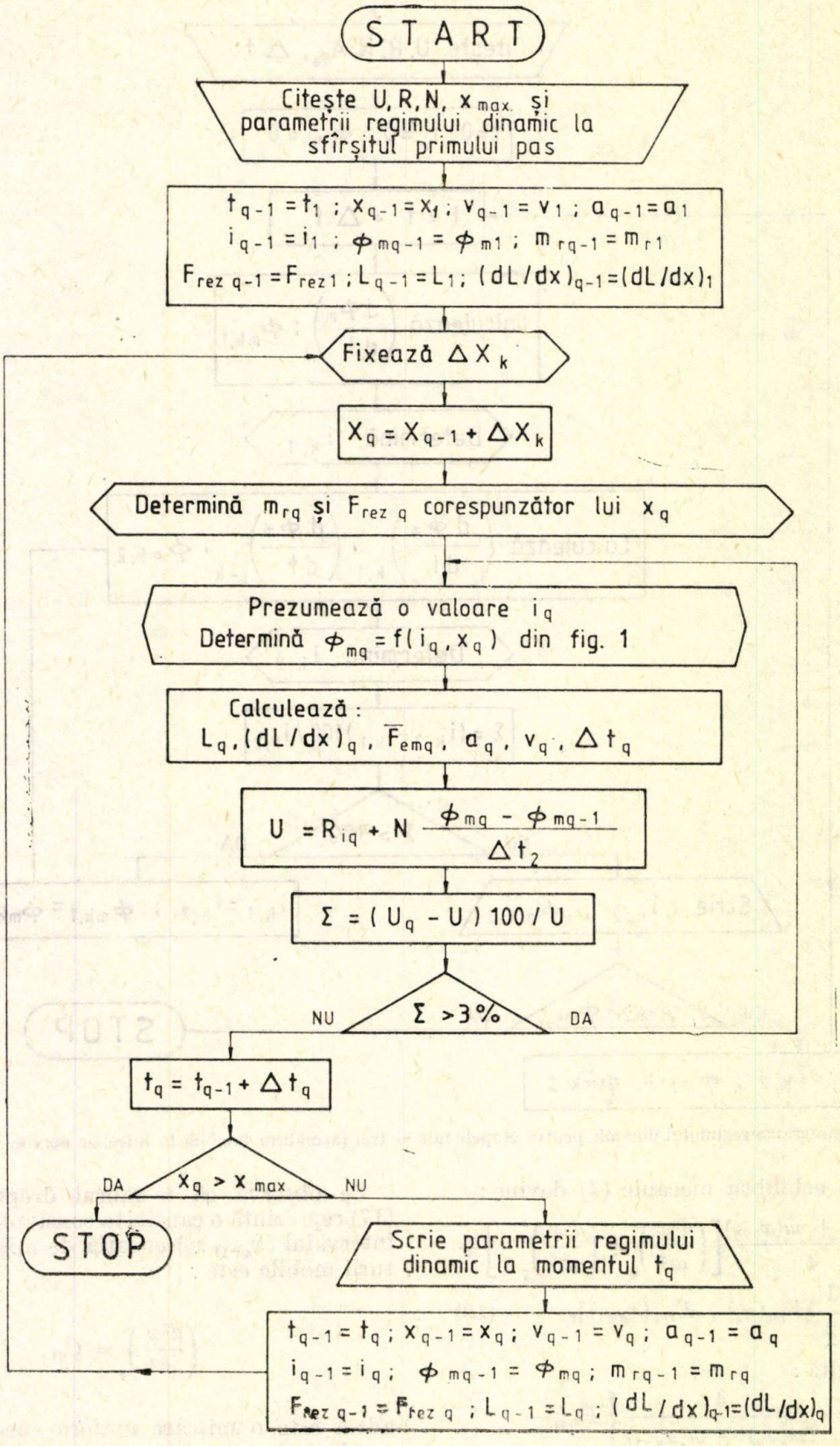


Fig. 3. Organigrama regimului dinamic pentru etapa a doua (armătura mobilă).

ţinînd seama de condiţiile iniţiale (parametrii mişcării la pasul $q-1$), se obţine :

$$x_q = \frac{1}{2} C_q \Delta t_q^2 + C'_q \Delta t_q + C''_q, \quad (19)$$

cu :

$$\left.\begin{aligned} C_q &= a_q \\ C'_q &= v_{q-1} \\ C''_q &= x_{q-1} \end{aligned}\right\}. \quad (20)$$

Ecuaţia (19) se transformă deci în :

$$\frac{1}{2} a_q \Delta t_q^2 + v_{q-1} \Delta t_q - (x_q - x_{q-1}) = 0, \quad (21)$$

ecuaţie, a cărei soluţie pozitivă este :

$$\Delta t_q = \frac{-v_{q-1} + \sqrt{v_{q-1}^2 + 2a_q(x_q - x_{q-1})}}{a_q}, \quad (22)$$

unde :

$$\sqrt{v_{q-1}^2 + 2a_q(x_q - x_{q-1})} = v_q. \quad (23)$$

Cu Δt_q astfel determinat se verifică ecuaţia electrică (3) :

$$U = Ri_q + N \frac{\Delta \Phi_{mq}}{\Delta t_q}; \quad (24)$$

dacă egalitatea este satisfăcută în limita erorii admise (3%), valoarea prezumată pentru i_q a fost bine aleasă ; în caz contrar, se reia calculul de la (15), pentru o nouă valoare i_q.

Inductivitatea $L(x_q)$ şi derivata ei funcţie de x se calculează pornind de la relaţia de definiţie şi folosind curbele din figura 1.

$$L_q = L(x_q) = N \frac{\Phi_{mq}}{i_q} \quad (25)$$

şi :

$$\left(\frac{dL}{dx}\right)_q = \frac{L_q - L_{q-1}}{x_q - x_{q-1}}. \quad (26)$$

Cu acestea, toate mărimile ce intervin în calculul evoluţiei fenomenelor de la x_{q-1} la x_q, în intervalul Δt_q sînt cunoscute.

Pentru primul pas al etapei a II-a ecuaţiile trebuie adaptate, ţinînd seama de faptul că :

$$\left.\begin{aligned} \frac{1}{2} i_0^2 \left(\frac{dL}{dx}\right)_0 &= F_{rez0} \\ x_0 &= 0 \\ v_0 &= 0 \\ a_0 &= 0 \end{aligned}\right\}. \quad (27)$$

Etapa a doua se încheie atunci cînd $x_q = x_{max}$.

2.3. Etapa a III-a armătura imobilă la întrefier minim

Calculul se desfăşoară după un algoritm identic cu cel din etapa întîi (ecuaţiile (7) ...(11)), cu deosebirea că se lucrează cu caracteristica $\Phi_m = f_1(i, x)$ corespunzătoare întrefierului minim ($x = x_{max}$). Calculul se opreşte atunci cînd curentul atinge valoarea de regim stabilizat.

3. Rezultate şi concluzii

După algoritmul prezentat s-a executat calculul parametrilor regimului dinamic în două variante, comparînd rezultatele teoretice cu cele experimentale :

— electromagnet acţionat liber, deci cu forţă rezistentă constantă $F_{rez} = 22$ N ;

— electromagnet care închide întreruptorul, curbele $m_r(x)$ şi $F_{rez}(x)$ fiind determinate prin calcul.

Electromagneţii utilizaţi pentru măsurători au fost de două tipuri :

— din producţia curentă a întreprinderii „Electroaparataj", cu armătura fixă din tole de 2 mm şi armătura mobilă din oţel masiv ;

— de construcţie specială, cu tot circuitul magnetic din tole de 1 mm.

În calcul s-au folosit curbele de variaţie a fluxului mediu $\Phi_m = f(i, x)$ obţinute în trei moduri :

— calculate [1, 2] figura 1 ;

— deduse din curbele experimentale ale fluxului în întrefier, măsurate la un electromagnet din producţia curentă [2], figura 4 ;

— deduse din curbele experimentale $\Phi_\delta = f(i, x)$ măsurate la un electromagnet cu tot circuitul magnetic lamelat [2], figura 5.

● Între fluxul în întrefier Φ_δ şi fluxul mediu Φ_m există următoarea relaţie, demonstrată în [2] :

$$\Phi_m = \Phi_\delta \left(1 - \frac{R_{\delta 1}}{R_\delta} \cdot \frac{\pi r_m^2}{hd}\right) + \frac{2}{3h^3} Ni\Lambda_\sigma (h_1'^3 + h_2'^3),$$

dependentă de dimensiunile circuitului magnetic (r_m, h, d, h'_1, h'_2), reluctanţa întrefierului, permeanţa de scăpări în lungul coloanei şi numărul de spire.

În figurile 6 ...9 sînt prezentate, comparativ, variaţia curentului şi a deplasării armăturii mobile, determinate experimental (curbele A) şi prin calcul curbele B (pentru Φ_m din fig. 4 sau 5) şi C (Φ_m din fig. 1).

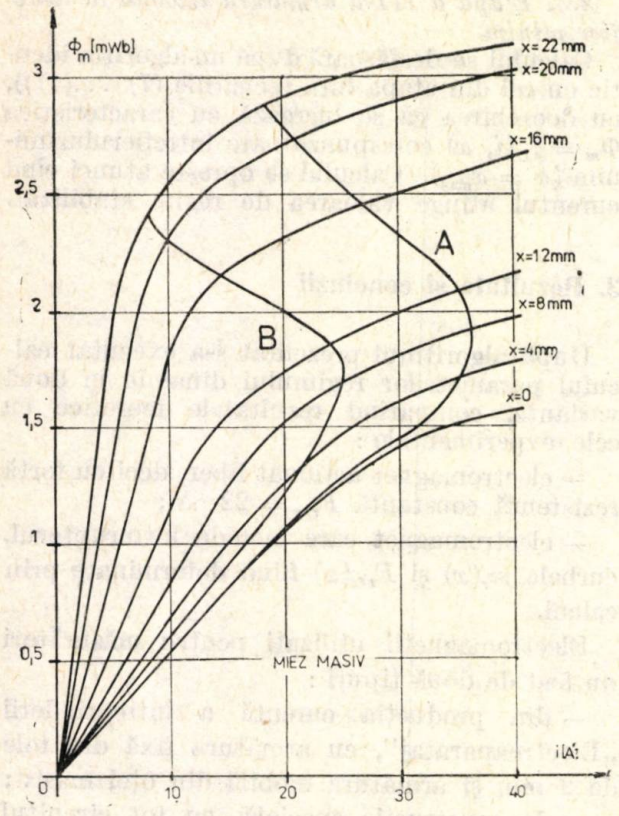


Fig. 4. Fluxul mediu dedus din curbele experimentale $\Phi_\delta = f(i, x)$ pentru un electromagnet cu miezul masiv : A — regimul dinamic cu $F_{rez} = \text{const}$; B — regimul dinamic cu $F_{rez} = f(x)$.

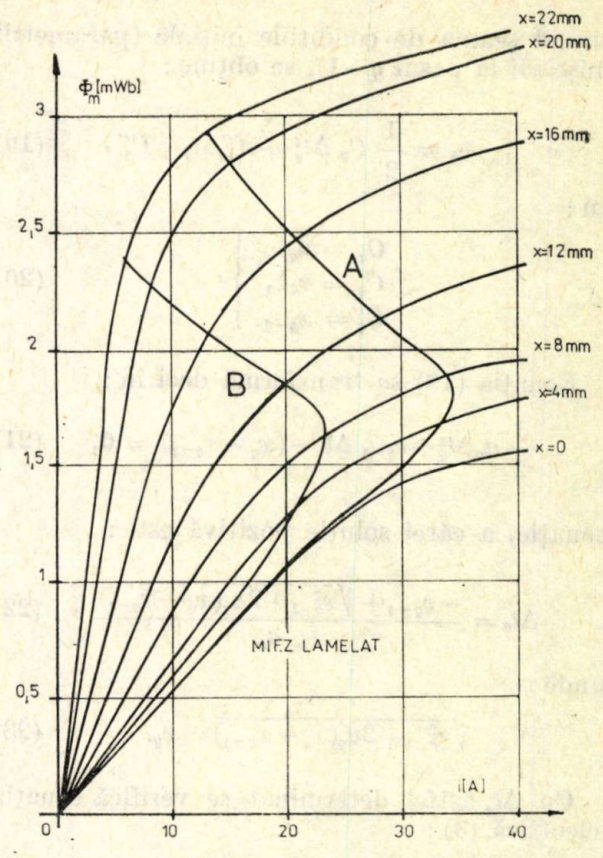


Fig. 5. Fluxul mediu dedus din curbele experimentale $\Phi_\delta = f(i, x)$ pentru un electromagnet cu miezul lamelat : A — regimul dinamic cu $F_{rez} = \text{const}$; B — regimul dinamic cu $F_{rez} = f(x)$.

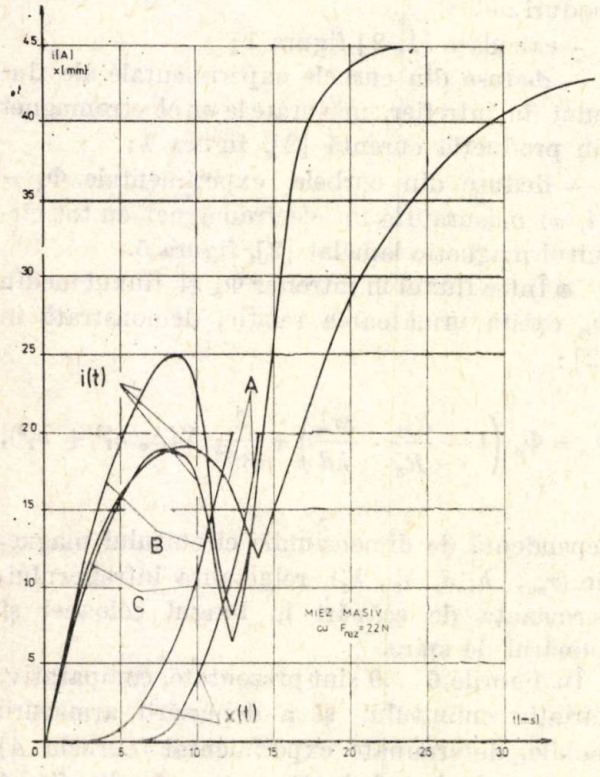


Fig. 6. Regimul dinamic pentru electromagnet cu miez masiv și $F_{rez} = \text{const}$: A — experiment ; B — calcul și experiment ; C — calcul.

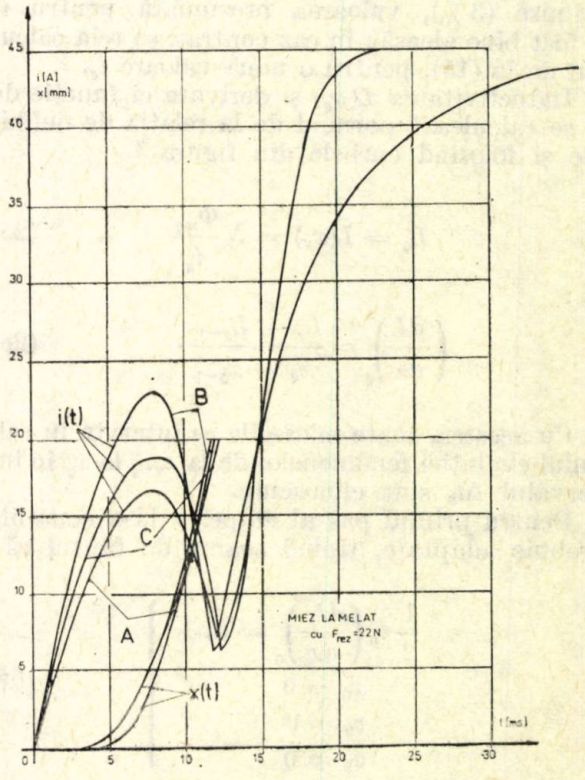


Fig. 7. Regimul dinamic pentru electromagnet cu miez lamelat și $F_{rez} = \text{const}$; A — experiment ; B — calcul și experiment ; C — calcul.

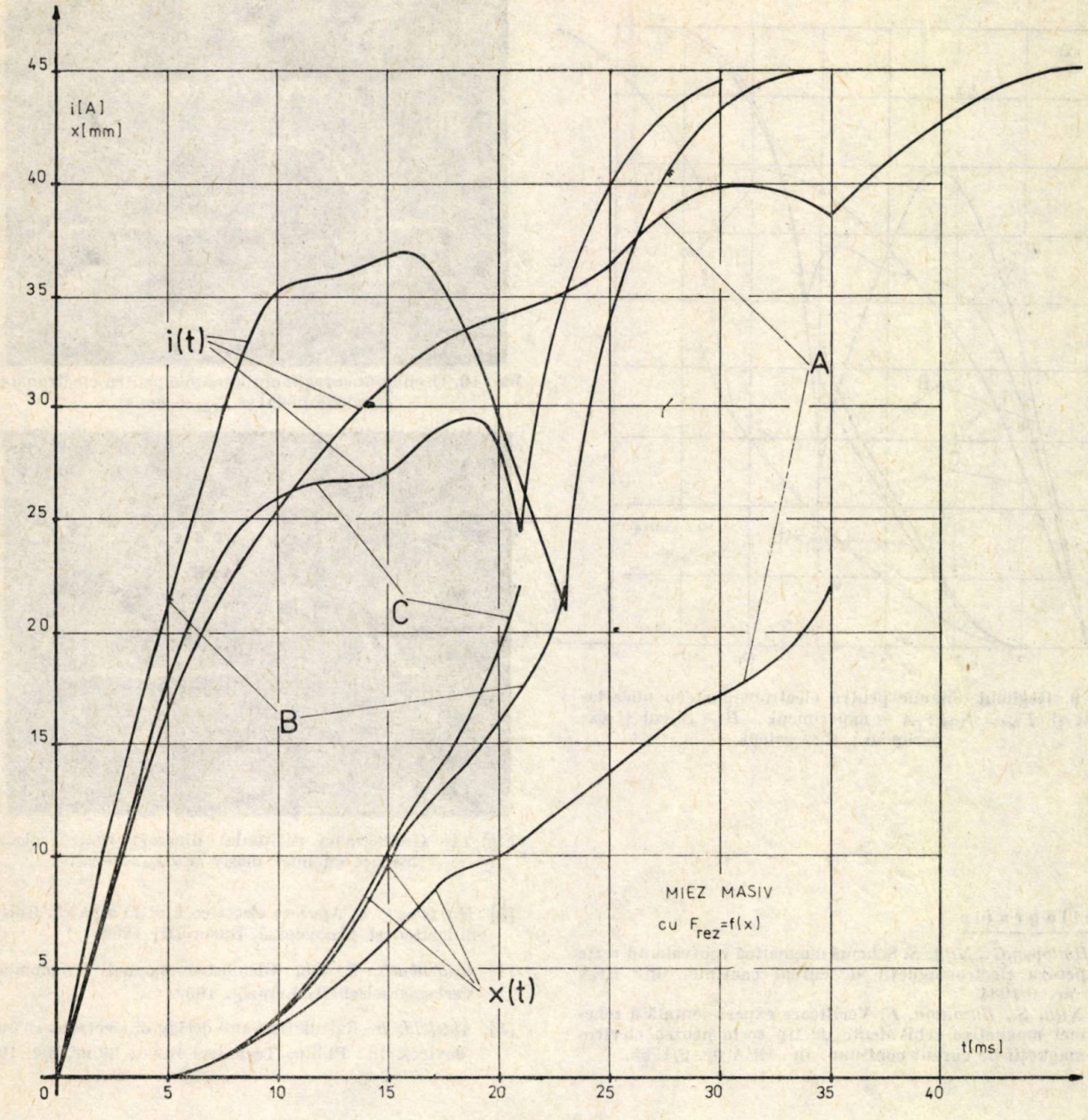


Fig. 8. Regimul dinamic pentru electromagnet cu miez masiv și $F_{rez} = f(x)$: A — experiment ; B — calcul și experiment ; C — calcul.

Figurile 10 și 11 reprezintă oscilogramele pentru două dintre măsurătorile făcute ; curbele se regăsesc în figurile 6 și 7. Se observă că erorile sînt minime în cazul prezentat în figura 7, în care s-au eliminat două surse importante de erori : influența curenților turbionari și imprecizia cunoașterii variației forței rezistente și a masei reduse funcție de cursa armăturii mobile.

Metoda prezentată dă, totuși, posibilitatea unei aprecieri juste a modului de comportare în regim tranzitoriu a electromagneților, încă din faza de proiectare ; totodată, permite studierea influenței pe care o are asupra parametrilor regimului dinamic modificarea anumitor date constructive : masa armăturii mobile, forța rezistentă, secțiunea miezului, numărul de spire, mărimea întrefierului, devenind așadar un instrument de optimizare, în vederea obținerii unor electromagneți cu caracteristici statice și dinamice impuse.

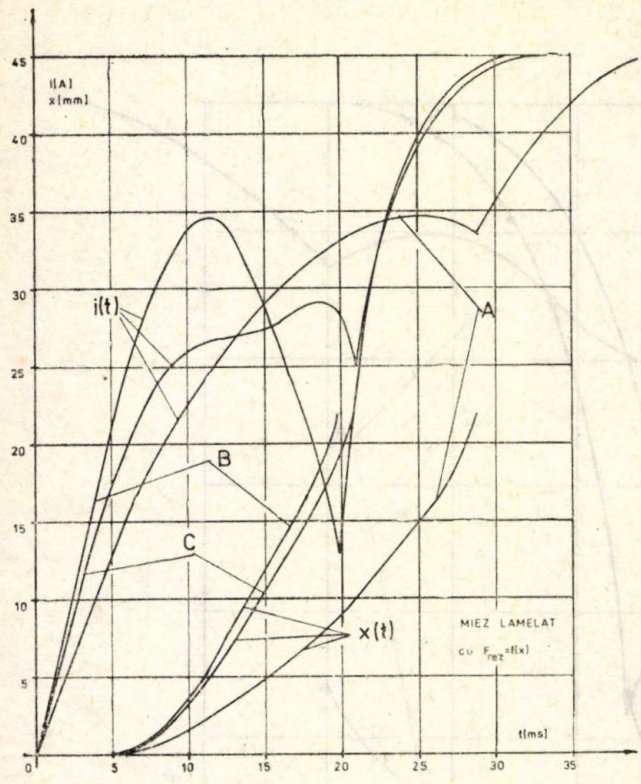


Fig. 9. Regimul dinamic pentru electromagnet cu miez lamelat și $F_{rez} = f(x)$: A — experiment ; B — calcul și experiment ; C — calcul.

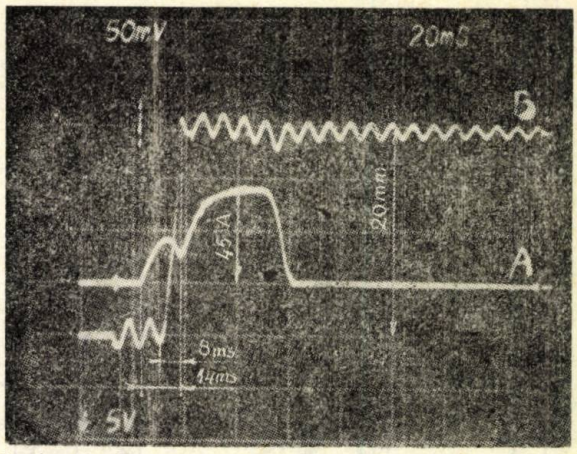


Fig. 10. Oscilograma regimului dinamic pentru electromagnet cu miez lamelat și F_{rez} = const.

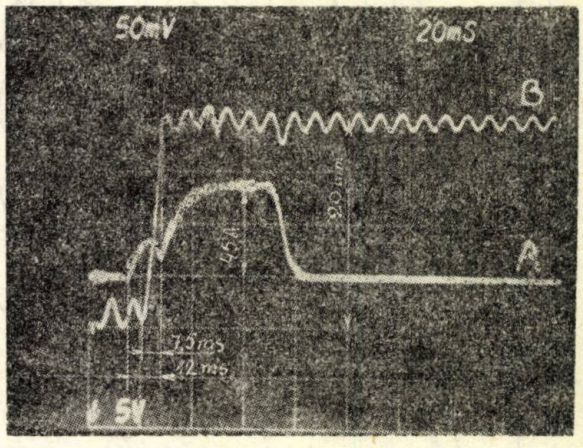


Fig. 11. Oscilograma regimului dinamic pentru electromagnet cu miez masiv și F_{rez}=const.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G., Niţu, S.* Schemă magnetică echivalentă serie pentru electromagneţii de curent continuu. In : EEA nr. 6/1984.

[2] *Niţu, S., Buzoianu, E.* Verificare experimentală a schemei magnetice echivalente de tip serie pentru electromagneţii de curent continuu. In : EEA nr. 6/1985.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ediţia a patra, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1984.

[4] *Kallenbach, E.* Der Gleichstrommagnet. Akademische Verlagsgeselschaft, Leipzig, 1969.

[5] *Aldefeld, B.* Calculation and design of electromechanical devices. In : Philips Technical Revue 39 nr. 3/4. 1980.

Cronică

Tîrgul de primăvară şi de toamnă de la Leipzig — 1985

Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1985, care a avut loc în luna martie sub deviza tradiţională „Pentru comerţ mondial neîngrădit şi pentru progres tehnic" şi-a dedicat atenţia unei noi teme de conţinut „Exploatarea, înnobilarea şi utilizarea eficientă a materiilor prime, combustibililor şi energiei", temă care prezintă o semnificaţie majoră pentru dezvoltarea economică atît pe plan naţional, cît şi internaţional.

Profilat, ca de obicei, pe multiple sectoare, Tîrgul de la Leipzig a oferit imaginea optimă a diversităţii problemelor de conţinut în domeniile : metalurgie, construcţii de maşini grele, instalaţii de transportat şi ridicat, tehnica telecomunicaţiilor şi a măsurării, aparate de precizie, tehnica automatizării, maşini pentru industria sticlei şi ceramicii, precum şi maşini de forţă şi de lucru.

Din cele prezentate de expoziţia R.D.G. la Tîrgul de primăvară de la Leipzig a reieşit, ca problemă centrală a economiei naţionale a R.D.G. — utilizarea raţională a energiei. Aceasta este apreciată drept sursa principală a aprovizionării continue şi eficiente cu energie în următorii ani. Experţii din R. D. G. oferă soluţii de raţionalizare pentru procese termice în cele mai diferite domenii de temperatură pentru scopuri tehnologice, pentru încălzire, aerisire şi tehnica climatizării, inclusiv utilizarea de pompe termice, sisteme de microcalculatoare şi reglaje electronice de putere pentru diminuarea consumurilor de energie la mecanismele de acţionare electrică, staţionare şi mobile.

Fiind o ţară relativ săracă în materii prime şi apă, R.D.G. a acordat dintotdeauna o mare atenţie folosirii cît mai judicioase a materiilor prime. De aici rezultă, printre altele, procedee pentru obţinerea de metale, silicaţi, pietre şi pămînturi, chiar şi din zăcăminte foarte sărace, precum şi pentru tratarea şi epurarea apelor uzate. Dezvoltarea unor tehnologii caracterizate prin deşeuri reduse, sau lipsite de deşeuri, şi reciclarea materiilor prime, constituie obiective prioritare ale strategiei economice a R.D.G. pentru anii '80. În toate aceste domenii specialiştii din R.D.G. au oferit cunoştinţe de specialitate, experienţă şi soluţii tehnologice, mai ales cu ocazia tîrgurilor de la Leipzig, ediţia 1985.

* * *

În cadrul expoziţiei R.D.G. un loc important l-au ocupat grupurile **Robotron** şi **Nachrichtenelektronik** care au oferit un număr mare de noutăţi sau perfecţionări.

VEB Kombinat Robotron s-a prezentat cu peste 40 de produse noi şi perfecţionate, cu care firma şi-a întărit renumele de fabricant de aparate, instalaţii şi sisteme din domeniile tehnicii de calcul, tehnicii de birou şi electronicii de măsură.

Animat de ideea centrală a ediţiei de primăvară a Tîrgului din Leipzig „Extrageţi, valorificaţi, utilizaţi eficient materiile prime, combustibilul şi energia", **Robotron** a prezentat, în Hala 15, soluţii harware şi software pe baza microcalculatoarelor robotron pentru diferite sectoare ale economiei.

În expoziţia Robotron au reţinut atenţia specialiştilor următoarele :

— prestaţii imateriale ;
— comunicaţii de birou ;
— comunicaţii prin date ;
— pregătirea tehnologică a producţiei ;
— măsuri (studii) pentru analiză în fabricaţie şi pentru automatizarea producţiei.

Prestaţii imateriale

Produsele din domeniul tehnicii scrisului, tehnicii de birou şi informaticii, ca şi a celei pentru metrologie, fabricate de VEB Kombinat Robotron dau rezultate foarte bune în numeroase sectoare economice de pe toate continentele. Beneficiarii de prestaţii au devenit parteneri fideli ai binecunoscutului combinat Robotron. O largă bază ştiinţifico-tehnică asigură rezultate de vîrf şi forţă inovatoare pentru produsele, procedeele şi soluţiile aplicate.

VEB Kombinat Robotron rezolvă sistematic problemele şi exigenţele ridicate de sectoare de utilizare bine definite şi garantează, cu un program de produse specializate, punerea în funcţiune, fabricarea şi aplicarea cu eficienţă a unor produse şi soluţii de aplicare moderne pentru :

— brevete şi eşantioane industriale ;
— documentaţii de fabricaţie şi tehnologice ;
— studii de proiectare ;
— know-how sub formă de informare şi ajutor.

Practica de acordare a licenţelor se bazează pe cunoştinţe ştiinţifice ; punerea în valoare a rezultatelor provenind din activitatea de studii şi cercetări desfăşurată în cadrul combinatului „Robotron" permite obţinerea unor avantaje esenţiale. Se acordă licenţe pentru sectoarele tehnicii de scris în Uniunea Sovietică, India, ca şi în ţările din sud-estul Asiei, ale Americii de Sud şi în sectoarele electronicii pentru marele public din Franţa, R. F.G., Belgia, Austria, Iugoslavia, Ţările de Jos şi Algeria.

Comunicații de birou

Combinatul Robotron a elaborat un program pentru comunicații de birou care are în vedere exigențele crescînde în ceea ce privește difuzarea informațiilor la zi, la posturile de lucru.

O contribuție importantă la aceasta o aduce VEB Kombinat Nachrichtenelektronik. Programul cuprinde produse care răspund acestor imperative.

Avantaje de bază : folosirea tot mai intensivă a microcalculatoarelor.

Printre mașinile de scris mecanice și electrice cunoscute în lume, Robotron oferă o serie completă de mașini electronice de scris de birou și portabile, asigurînd condiții bune de confort și muncă :

— mașina electronică de scris mică „Erika electronic portabile" S 6005 ;

— mașina electronică de scris „Erika electronic compact" S 6009 ;

— mașina electronică de scris pentru birou, tip robotron S 6001, care este în prezent disponibilă cu „varianta normală", cu caractere arabe, paralel cu o versiune specială pentru handicapați ;

— mașina electronică de scris standard, robotron S 6010, care este dotată, la cererea beneficiarului, cu interface V-24, permițînd combinarea cu un calculator de birou și personal și cu un receptor de date. În plus, aceasta este livrabilă ca versiune bilingvă în variantele arab/latin și cirilic/latin.

O noutate în acest domeniu este mașina de scris plată „Cella" pentru sectoarele privat și profesional.

Alte noutăți ale combinatului Robotron : Imprimanta serială robotron 1157/269 cu ieșire grafică pentru utilizarea în domeniul științifico-tehnic, avînd posibilitatea de imprimare de 132 caractere/linie și o frecvență de 90 caractere/linie pentru ieșire grafică și 150 caractere/linie pentru ieșire alfa.

Seria de imprimante cu indicatoare deja cunoscute Robotron 6310 este completată cu tipul Robotron K 6313 și Robotron K 6314. Aceste imprimante se pot folosi pentru imprimarea proceselor-verbale sau pentru indicarea valorilor măsurate, sub formă justificativă, sau ca imprimante de ieșire pentru calculatoare și sisteme de informatică medie, cît și ca terminale.

Ca modul neacoperit, **unitatea de scris OEM Robotron S8501** este o imprimantă rotativă, care se distinge printr-un vast sortiment de caractere de litere și discuri de caractere, corespunzătoare pentru diferite țări. Claviatura compactă, electronică, cu echilibraj ergonomic, diferite variante cu unități cu minidiskete, ca și cu capete magnetice pentru ordinatoare și cu o tehnică de casete, sînt alte produse ale acestui sortiment modular robotron.

Pentru efectuarea unor copii fidele originalului copierul **SECOP** este un auxiliar de precizie. Acesta lucrează cu hîrtie normală, realizînd copii cu dimensiunea 1/1 sau cu reducere și avînd un randament de 16 copii/min.

Telescriptorul RFT F2000 permite, cu ajutorul unui memorator de text, pregătirea, dirijarea și corectarea automată a textelor emise, în orice moment în care pot fi apelate prin telescriptor. F-2000 memorează numerele celor mai importanți abonați, indicînd ora și data, ca și numărul curent al textului telex emis.

Astfel, telefonul rămîne și la ora actuală mijlocul de comunicații cel mai important.

Cu telefoanele „alfa" și „Apart" ale RFT se oferă aparate de masă și perete care răspund prin echipamentele lor, tuturor exigențelor unei comunicații moderne de birou.

„KOMFOTEL"-ul RFT este un dispozitiv complementar comandat prin microcalculator, care, în combinație cu orice tip de telefon, permite selecționarea a 40 de parteneri maximali.

Pentru elaborarea soluțiilor s-a muncit mult și calitativ cu rezultate pentru sectoarele corespunzătoare.

* * *

Robot pentru acoperirea prin pulverizare a suprafețelor cu vopsea tip „Sprio R2"

Una din noutățile Tîrgului de toamnă de la Leipzig 1985 a fost robotul pentru pulverizarea vopselelor „SPRIO R2" — aparat fabricat de întreprinderea VEB SPRIO Holzhausen și care face parte din programul complet al tehnicii pulverizării vopselelor, conceput și realizat în scopul raționalizării procesului tehnologic de vopsire.

Robotul a fost expus în expoziția ORSTA-Hydraulic. Complexul de soluții privind fabricarea robotului includ software, echipamente periferice, instrucțiuni de folosire și service.

„SPRIO R2" nu este numai un aparat metalic care ferește pe om de nocivitatea substanțelor chimice, care nu obosește niciodată, lucrează cu atenție și nu-și pierde interesul pentru muncă ; el are proprietatea de a menține constantă calitatea stratului de vopsea aplicat pe suprafețe, posedă flexibilitate în mișcarea pieselor componente și schimbă automat vopselele. Toate acestea asigură un consum constant de materiale la un jet optim de pulverizare și o planificare mai bună.

Precizia mare a robotului „SPRIO R2" determină o înaltă sensibilitate a servoventilelor hidroagragatului, dinamism și acurateță în funcționare. Datorită universalității în exploatare a roboților pentru aplicarea prin pulverizare a vopselei se folosesc numai servoventile în construcție antiexplozivă marca (Ex)T5.

Aceste servoventile pot funcționa în condițiile tuturor claselor de pericol de explozie, înscrise în grupul de inflamabilitate T1 la T5.

Servoventilele fabricate de ORSTA Hydraulik funcționează la o presiune de 8 MPa. Incluse în construcția roboților pentru pulverizat vopsele, împreună cu comanda electronică, asigură indicatori care nu pot fi realizați cu altă tehnică.

* * *

O altă noutate prezentată de combinatul ORSTA-Hydraulik la Tîrgul de toamnă de la Leipzig 1985 a fost FILTRUL MAGNETIC-AUTOMAT UNIFICAT. Acest produs se folosește pentru purificarea substanțelor lubrifiante speciale la mașinile de șlefuit, honuit și degroșat. El înlocuiește ambele serii VO și AT, dar este construit pe baza caracteristicilor principale ale seriei VO, cu avantaje de eficiență materialo-economică, ceea ce permite realizarea unui produs cu raport de masă-putere îmbunătățit. Datorită unui înalt grad de interschimbabilitate a pieselor de schimb și a celor care se uzează mai rapid se ușurează problema depozitării pieselor pentru beneficiar.

Date tehnice

Tipodimensiunile : 63, 100, 200, 320
Consumul la vîscozitate maximă :
6 cSt 63 la 320 l/min
30 cSt 32 la 160 l/min.

Construcția și principiul de funcționare ale filtrului magnetic-automat unificat.

Substanțele lubrifiante ale mașinii de prelucrat sînt dirijate în rezervorul filtrului magnetic-automat și distribuite uniform pe toată suprafața intrării filtrului. Jetul de fluid este distribuit prin jgheaburi în pîlnia de scurgere. Deoarece capetele de ieșire ale jgheaburilor sînt dispuse în sens opus polilor magnetici, fluxul de lichid se dirijează în locurile cu concentrația maximă a energiei magnetului. În acest caz, marea majoritate a particulelor feromagnetice se compactează.

Fluxul de lichid se scurge prin spațiul format în particulele de fier, de-a lungul sistemului magnetic, fapt ce determină reținerea particulelor feromagnetice și a altor impurități, cum este, de exemplu, corundul. Datorită rotației permanente a rolei magnetice, particulele de impurități depozitate sînt împinse spre locul de depozitare, unde sînt uscate cu ajutorul unor role de cauciuc. Lubrifiantul de curățire trece prin jgheabul de scurgere în vasul situat sub filtrul magnetic-automat.

VEB Kombinat ORSTA-Hydraulik mai oferă *filtre de presiune* speciale pentru sistemele hidraulice cu servomotoare electrohidraulice în două trepte : acestea garantează funcționarea corectă și reglarea sistemului. Dispuse direct în fața servosupapelor ele servesc drept apărătoare pentru prevenirea perturbărilor funcționale neprevăzute, condiționate de prezența corpurilor străine în fluidul hidraulic. Elementele filtrului, cu grosimea de 10 microni, le reține.

Date tehnice

Presiunea nominală : 32 MPa
Diametrul nominal : 10 și 16, corespunzător servosupapelor TGL 33649.
Grosimea nominală de filtrație : 10 microni.

Avantaje :

- Filtrele de presinue TGL 36392 sînt filtre valoroase, fără supapă de alimentare.
- Prezența unei plăci filtrate permite schimbarea rapidă a variantelor adaptabile — cu filet sau cu flanșă.
- Filtrele de presiune TGL 36392 sînt dotate cu indicator electric de impurități, avînd posibilitatea de conectare a cablului în diferite direcții.

Întrucît aceste filtre nu îndeplinesc funcția de purificare principală a sistemului hidraulic, ele trebuie folosite numai cu filtrele de colectare HYS 10-001.

Construcția și principiul de funcționare ale filtrului de presiune

Nucleul filtrului, împreună cu un suport fix formează un element de filtrare în formă de stea cu o rețea metalică, prin care lichidul trece din afară înăuntru. Posibilitatea de regenerare multiplă a filtrului exterior, de exemplu în baie de ultrasunete, garantează o mare fiabilitate a sa. Necesitatea curățirii este semnalizată cu ajutorul unui indicator electric de impurități.

* * *

VEB KOMBINAT UND LUFT KÄLETTECNHIK (ILKA) este unul din marii producători și exportatori de aparate și instalații complete pentru ventilație, climatizare, tehnica frigului, ca și de instalații pentru desprăfuire și simulare de atmosferă, cunoscut pe plan internațional. Datorită acestor aspecte combinatul este și unul din marii expozanți ai Tîrgurlior internaționale de la Leipzig.

În consens cu tehnica mondială VEB Kombinat Luft und Kältetechnik integrează în produsele fabricate microelectronica.

Aplicarea microelectronicii în realizările ILKA conduce la numeroase avantaje tehnice și economice, de care beneficiază utilizatorii. Pe lîngă economia de energie, printr-o funcționare adaptată necesarului, creșterea comodi-

tăţii de servire şi a conţinutului informaţiilor, aplicarea circuitelor microelectronice şi a microprocesoarelor pentru comandă şi reglaj permite printre altele :

— creşterea fiabilităţii, de pildă, prin realizarea funcţiei de securitate ;

— îmbunătăţirea anduranţei prin indicarea automată a perturbaţiilor ;

— realizarea unui cuplaj economic între energie şi instalaţiile specifice la beneficiar ;

— asigurarea unei comenzi liber-programabile la utilizator etc.

Printre numeroasele produse realizate de ILKA, de calitate superioară, datorită integrării microelectronicii şi care au dat deja bune rezultate practice se numără :

Camera termobarometrică TBV 8000 — IV

Este primul tip din cea de a IV-a generaţie de astfel de camere pentru simularea mediului ambiant, fabricat de VEB Nema Netzschkay. Aceasta este o incintă utilă de 8 000 dm^3, care serveşte la testarea obiectelor prin simularea de influenţe ambiante, cum sînt presiunea şi temperatura, cu maximă precizie şi reproductibilitate şi cu variaţii ale acesteia din urmă în limite largi.

Comanda şi reglajul camerei se fac, pentru obiectivele simple, printr-un bloc logic, cablat la un hardware mijlocind componente microelectronice şi pentru încercări foarte complicate, cu ajutorul microcalculatorului MC-80.

Aceste camere permit efectuarea încercărilor în conformitate cu standardele internaţionale şi cu cerinţele beneficiarilor.

Comanda prin microcalculator îmbunătăţeşte esenţial calitatea de folosire a camerei de simulare a mediului ambiant, în special prin :

— realizarea unei comenzi de proces pentru programele-test solicitate de beneficiari ;

— reproductibilitate îmbunătăţită a valorilor introduse pentru comanda procesului ;

— creşterea preciziei de reglaj şi a fiabilităţii ;

— supravegherea şi diagnosticarea proceselor de studiu şi a echipamentului camerei ;

— uşurinţă în servire şi un conţinut de informaţii foarte elevat.

Printre principalele date tehnice se înscriu :

- Capacitatea utilă : 8 000 dm^3
- Gama de temperaturi : —70 la 155°C
- Gama de presiuni : presiunea atmosferică pînă la 20 Pa (1,5 torr).

Din echipamentul electric fac parte tabloul de măsură şi funcţionare, cu aparatura de bază comandată prin microprocesor, programabil cu ajutorul memoriei MC 80, un înregistrator de temperatură — vid şi un bloc de putere.

Sistemul microelectronic modular pentru comanda agregatelor frigorifice Mafa

Grupurile de apă rece/termopompe cu compresoare cu şurub, într-o gamă de debit nominal de la 700 la 2 300 kW al randamentului caloric, construite de VEB Maschinenfabrik Halle, dispun de un dulap de comandă microelectronică. Aplicarea consecventă a microelectronicii şi substituirea tehnicii bazate pe relee, folosite pînă nu demult, permite transformarea acestui echipament şi asigurarea unei funcţionări perfecte. Dispozitivele de reglare a temperaturii agentului de refrigerare, ca şi de comandă a diverselor regimuri de service (montajul în serie sau în paralel a mai multor compresoare), sînt integrate în acest dulap de comandă microelectronică. Faţă de versiunile anterioare, numărul funcţiilor sînt urmărite în cvadruplu, ceea ce face să crească fiabilitatea şi facilitează mentenanţa. Toate perturbaţiile care ar provoca deconectarea grupului sînt indicate optic prin diode luminescente.

Sistemul microelectronic modular SAV are în componenţă grupuri funcţionale microelectronice, orientate în tehnică modulară. SAV dispune de o cutie-test portabilă, care permite efectuarea unui studiu funcţional al modulelor microelectronice, chiar şi de către personal nespecializat în materie. În plus, este posibilă corectarea concomitentă, cu ajutorul cutiei-test, a parametrilor-tip, valorilor teoretice ale temperaturii etc.

Prin folosirea acestui sistem utilizatorul beneficiază de o pornire cu economisire de energie datorită reglării progresive a puterii între 10 şi 100 % (coeficient energetic de 10 % foarte favorabil) şi de o longevitate foarte mare.

Instalaţie de ventilaţie comandată prin microprocesoare

Folosirea eficientă a energiei impune, printre altele, o comandă şi un reglaj optime, sub aspect energetic, ale instalaţiilor de ventilaţie. Microelectronica răspunde adecvat acestor cerinţe.

Un număr mare de dependinţe tehnice, necesare în trecut, sînt acum eliminate, datorită noilor soluţii tehnice rezolvate de aplicare a comenzilor microelectronice. Acestea sînt :

— branşarea instalaţiilor tehnice în funcţie de temperatura dominantă în localul respectiv, cu ajutorul diverselor durate de punere în circuit, în conformitate cu valorile temperaturii ;

— punerea eşalonată în circuit a instalaţiilor, în funcţie de temperatura exterioară, pentru a se asigura valorile de temperatură necesare momentului de utilizare a instalaţiei ;

— adaptarea debitului, în caz de sarcină parţială, avînd în vedere temperatura interioară.

Rezultatele obținute prin aplicarea microelectronicii confirmă că soluțiile tehnice elaborate răspund exigențelor tehnologice impuse.

Componentele microelectronice sînt pe deplin eficiente; exploatarea acestei instalații conferă o manevrare simplificată și o funcționare optimă a instalațiiior.

* * *

Grupul VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen — RFT este organismul responsabil al programului de fabricație în domeniul electronicii neprofesionale din R.D.G. și care a prezentat, la Tîrgul de la Leipzig, 1985, împreună cu alte combinate industriale, o largă gamă de produse.

Color-vision RC 6072	tub PIL 42 cm/90°	16 programe prereglate	PAL/SECAM
Color-vision RC 6073	tub PIL 42 cm/90°	8 programe prereglate	PAL/SECAM
Color-vision RC 6075	tub PIL 42 cm/90°	16 programe prereglate, telecomandă cu infraroșii	PAL/SECAM
Colormat 4506	tub PIL 51 cm/90°	6 programe prereglate	PAL/SECAM
Colormat 4516	tub PIL 51 cm/90°	16 programe prereglate, telecomandă cu infraroșii	PAL/SECAM cu selector teledistribuitor prin cablu
Colortron 4000	tub PIL 67 cm/110°	8 programe prereglate	PAL/SECAM
Colortron 4000/2	tub PIL 67 cm/110°	8 programe prereglate	PAL/SECAM
Colortron 4100	tub PIL 67 cm/110°	8 programe prereglate	normele OCIR/OIR
Colorlux 4010	tub PIL 67 cm/110°	8 programe, telecomandă cu infraroșii	PAL/SECAM norma L
Colorlux 4016	tub PIL 67 cm/110°	16 programe, telecomandă cu infraroșii	PAL/SECAM normă L, cu selector teledistribuitor prin cablu
Colorlux 4220	tub PIL 67 cm/110°	16 programe prereglate, telecomandă cu infraroșii	PAL/SECAM sunet stereo cu selector teledistribuitor prin cablu.

Interesul specialiștilor și al vizitatorilor a fost captat de numeroasele produse noi sau perfecționate cum sînt componentele de bandă Hi Fi „HMK 100" (clasa medie) și radio-casetofoanele stereo „SKR-550", fabricate de întreprinderea VEB Stern-Radio Berlin, noi game de antene (fabricate de VEB Antennenwerke Bad Blankenburg), televizoare multistandard VEB Fernsehgerätewerke „Friedrich Engels".

Domeniul televiziunii color a cuprins televizoare color cu tuburile de imagine de 90° și de 110°, în tehnologie in-line, fabricate de întreprinderea Werk für Fernsehelektronik Berlin. La Tîrgul de toamnă de la Leipzig 1985 au fost expuse aparate „Colortron 4100", „Colormat 4506" și „Color-vision RC 6072/RC 6072/RC 6073/RC 6075".

Gama de televizoare color a cuprins:

* * *

Bunurile de larg consum au fost prezente cu precădere la ediția de toamnă a Tîrgului de la Leipzig. Grupul **VEB Elektrogerätewerk Suhl** este producătorul și exportatorul aparatelor electrocasnice din R.D.G. O gamă bogată de asemenea aparate a făcut obiectul expoziției *AKA ELECTRIC*.

Oferta de articole pentru menaj cuprinde:

— aparate pentru prepararea alimentelor;

— aparate pentru întreținerea locuințelor și pentru igiena corporală;

— aparate pentru încălzirea apei;

— aparate de încălzire și de condiționare a aerului.

Introducerea pe scară tot mai largă a microelectronicii în aparatura electrocasnică facilitează o mare rezistență la uzură și o funcționare foarte economică. Calitatea acestor pro-

duse ale grupului este apreciată în mai mult de 45 de țări.

În expoziția AKA ELECTRIC au fost prezente : mici roboți de bucătărie ; mixere și tocătoare de zarzavat, încălzitoare de apă cu rezervoare, rotisoare, aparate electrice de tuns, motorașe de uz special, fiare de călcat uscat, fiare de călcat cu abur și cu abur sub formă de spray, aspiratoare de praf cu diferite destinații, mașini de măcinat cafea, radiatoare, turbosuflante, uscătoare de păr, combine de coafură, aparate pentru vibromasaj și altele.

*

La ambele ediții ale Tîrgului de la Leipzig a fost prezentat un bogat program de conferințe tehnice și de specialitate, precum și simpozioane, care, făcînd o amplă trecere în revistă o tehnologiilor și procedeelor moderne aplicate în realizarea produselor expuse, conferă un plus informațional de mare eficiență pentru desfășurarea acestei tradiționale manifestări.

* * *

Între Republica Socialistă România și Republica Democrată Germană există vechi și tradiționale relații de prietenie, colaborare și asistență mutuală, care astăzi se situează pe o treaptă superioară.

„Programul de lungă durată de dezvoltare a colaborării economice și tehnico-științifice, a specializării și cooperării în producție între Republica Democrată Germană și Republica Socialistă România pînă în anul 2000", semnat de conducătorii celor două state prietene, tovarășii Nicolae Ceaușescu, secretar general al Partidului Comunist Român, președintele Republicii Socialiste România și Erich Honecker, secretar general al C.C. al P.S.U.G., președinte al Consiliului de Stat al Republicii Democrate Germane, deschide o nouă etapă a conlucrării complexe economice și tehnico-științifice între cele două economii naționale.

La Tîrgurile de toamnă și de primăvară de la Leipzig, Republica Socialistă România se regăsește printre cei mai de seamă expozanți, mărturie a dezvoltării pe multiple domenii a economiei românești.

Colaborarea economică și tehnico-științifică, ca și schimburile de mărfuri dintre țările noastre se dezvoltă continuu și datorită cunoașterii produselor pe plan bilateral atît prin participarea României la Tîrgul de la Leipzig, cît și prin participarea R.D.G. la Tîrgul Internațional-București.

Întreprinderea de tîrguri, expoziții și publicitate pentru comerț exterior din București organizează cu succes participarea întreprinderilor românești cu produse de înalt nivel tehnic, apreciate pe plan internațional, în multe sectoare expoziționale ale Tîrgului de la Leipzig.

Astfel, la edițiile de primăvară ale acestui tîrg sînt prezente cu produse, întreprinderi de comerț exterior din domeniile construcțiilor de mașini, electrotehnicii și electronicii, mașinilor-unelte și mecanicii fine, tehnicii de calcul, al mijloacelor de transport, mașinilor agricole și altele ; la edițiile de toamnă ale Tîrgului de la Leipzig participă cu produse industriile ușoară, alimentară, chimică, textilă, industria confecțiilor, a mobilei, a automobilelor etc.

Multe din produsele românești expuse la Tîrgurile de la Leipzig, confruntate cu produse ale firmelor tradiționale în domeniu, participă la competiția pentru decernarea medaliei de aur și sînt apreciate cu această distincție.

Participarea Republicii Socialiste România la Tîrgul de la Leipzig conferă noi impulsuri schimbului de mărfuri dintre țările noastre.

G. Andrei

1986 OKT 1 6

E 2040/1

1986 SEP 1

Elektrotechnike

Electrotehnica Electronica Automatica

REFERATIVA

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 34 • NR. 3 • APRILIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 | Nr. 3 | aprilie 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3 :539.16

POLIETILENĂ EXPANDATĂ
IRADIERE
RETICULARE

Cramariuc, R. ş.a. : **Material expandat din polietilenă reticulată prin iradiere, cu utilizări în industria electrotehnică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 101

Lucrarea prezintă elementele tehnologice de obţinere a unui material înalt expandat, din polietilenă, utilizînd procedeul reticulării prin iradiere cu radiaţii ionizante. S-au stabilit corelaţii între gradul de reticulare a polimerului şi următoarele caracteristici : densitatea superficială de celule, diametrul celulelor, gradul de expandare şi densitatea aparentă. Se prezintă, de asemenea, principalele caracteristici mecanice şi electrice ale materialului expandat, precum şi cîteva direcţii de utilizare a acestui material în domeniul electrotehnicii.

CZ 621.3 :001.4

SISTEME TEHNICE
ALGORITM PROCES PROIECTARE

Crăciunescu, A. : **Asupra constituirii teoriei proiectării sistemelor tehnice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 106

Articolul descrie : noţiunile de bază şi principiile teoriei proiectării sistemelor tehnice ; structura procesului de proiectare şi a activităţilor tipice ale acestuia (concepţia, analiza inginerească şi decizia) ; rolul modelelor matematice în proiectare şi cerinţele care privesc formularea adecvată a problemelor tehnice de soluţionat. Se enunţă formele funcţiei -criteriu şi se precizează diferenţele dintre conceptele de : operaţie de proiectare, fază de proiectare şi activitate de proiectare.

CZ 621.3.07

GIROMOTOR
MICROMOTOR
REGIM TRANZITORIU

Aron, I., Racicovschi, V., Ursu, T. : **Unele consideraţii privind analiza regimului tranzitoriu al giromotoarelor electrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 113

Micromaşinile destinate utilizărilor speciale şi, în special, giromotoarelor electrice prezintă o serie de particularităţi constructive şi funcţionale care se răsfring şi asupra performanţelor lor de regim dinamic. Lucrarea propune o metodă de modelare, cu ajutorul calculatorului numeric, a regimului tranzitoriu al giromotoarelor de curent alternativ.

CZ 621.313 :538.4

AGITARE ELECTROMAGNETICĂ
METALE TOPITE
DIMENSIONARE

Fireţeanu, V. ş.a. : **Principii de dimensionare a agitatoarelor electromagnetice cu cîmp progresiv.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 116

Lucrarea prezintă bazele teoretice ale agitării băilor de metale topite cu configuraţie plan-paralelă şi cilindrică prin acţiunea cîmpului electromagnetic progresiv şi defineşte criterii de optim în dimensionarea acestor sisteme de conversie *mhd* a energiei. Sînt indicaţi algoritmii de calcul ai inductoarelor liniare plane şi liniar-cilindrice, cu aplicaţie la agitarea băilor întinse, a băilor cuptoarelor de inducţie cu creuzet şi la turnarea continuă.

CZ 621.316.57.06

MĂSURAREA PARAMETRILOR ARCULUI ELECTRIC DE COMUTAŢIE

Curcanu, G., Defta, M., Tuşaliu, P. : **Măsurarea curentului, tensiunii, puterii şi energiei arcului electric în aparatele de comutaţie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 122

Se prezintă scheme, metode şi dispozitive pentru măsurarea curentului, tensiunii, puterii şi energiei arcului electric de comutaţie şi se dau unele rezultate experimentale obţinute la încercările aparatelor de comutaţie.

CZ 621.3.014.31 :621.3.064

ARC ELECTRIC
CURENT CONTINUU
SUFLAJ MAGNETIC

Truşcă, V. ş.a. : **O nouă variantă de dispozitiv de stingere pentru contactoare de curent continuu tip L.D.E.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 128

Se propune o metodă numerică de calcul al inducţiei de suflaj în zona de stingere a arcului electric care conduce la rezultate suficient de exacte faţă de cele măsurate.

CZ 621.313.3 :681.2

MOTOR LINIAR DE C.C.
APARATE DE MĂSURĂ ÎNREGISTRATOARE

Vlaicu, C. : **Motor liniar de curent continuu cu magnet mobil pentru aparate înregistratoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, apr 1986, p. 136

Lucrarea prezintă un motor liniar de curent continuu cu magnet mobil, din punct de vedere funcţional-constructiv, al performanţelor şi proiectării în cazul utilizării lui în aparatele de măsură înregistratoare.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3: 539.16

ПЕНОПОЛИЭТИЛЕН
ИЗЛУЧЕНИЕ
СЕТЧАТЫЕ

Крамарюк, Р. и др.: **Пенообразующийся излучением материал из сетчатого полиэтилена с применениями в электротехнической промышленности.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 3, апрель 1986 г., стр. 101

Работа представляет технологические элементы получения высоко пенообразующегося материала из полиэтилена, используя способ создания сетки излучением с ионизирующими радиациями. Определены корреляции между степенью создания в сетчатой форме полимера и следующими характеристиками: поверхностная плотность ячеек, диаметр ячеек, степень пенообразования и видимая плотность. Также представлены основные механические и электрические характеристики пенообразующегося материала, а также и несколько направлений использования этого материала в области электротехники.

УДК 621.3.: 001.4

ТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ
АЛГОРИТМ-ПРОЦЕСС ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Крэчунеску, А.: **О составлении теории проектирования технических систем.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 3, апрель 1986 г., стр. 107

Статья описывает: основные понятия и принципы теории проектирования технических систем; структура процесса проектирования и их типических действий (концепция, инженерный анализ и решение); роль математических моделей в проектировании и требования к соответствующему составлению технических решаемых вопросов. Изложены формы функции критерия и уточняются различия между понятиями: операцией проектирования, фазой проектирования и деятельностью проектирования.

УДК 621.3.07

ГИРОДВИГАТЕЛЬ
МИКРОДВИГАТЕЛЬ
ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ

Арон, И., Рачиковски, В., Урсу, Т.: **Некоторые соображения по анализу переходного режима электрических гиродвигателей.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** 3, апрель 1986 г., стр. 113

Микродвигатели, предназначенные для специальных применений и особенно электрических гиродвигателей представляют ряд конструктивных и функциональных особенностей, которые отражаются и в их результатах при динамическом режиме. Работа предлагает метод моделирования при помощи числительного калькулятора, переходного режима гиродвигателей переменного тока.

УДК 621.313.538.4

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ СМЕШЕНИЕ
РАСТОПЛЕННЫЕ МЕТАЛЛЫ
ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРОВ

Фирецеану, В. и др.: **Принципы определения размеров электромагнитных смесителей с прогрессивным полем.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 3, апрель 1986 г., стр. 116

Работа представляет теоретические основы смешения в ваннах растопленных металлов с плоско-параллельной и цилиндрической конфигурацией действием прогрессивного электромагнитного поля и определяет критерии наилучшего определения размеров этих систем преобразования энергии. Указаны алгоритмы расчёта линейно-плоских и линейно-цилиндрических индукторов с применением при смешении в обширных ваннах, в ваннах печей индукции с тиглем и при постоянной заливке.

УДК 621.316.57.06

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ КОММУТАЦИИ

Куркану, Г., Дефта, М., Тушалиу, П.: **Измерение тока, напряжения, мощности и энергии электрической дуги в приборах коммутации.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 3, апрель 1986 г., стр. 122

Представлены схемы, методы и приборы для измерения тока, напряжения, мощности и энергии электрической дуги переключения и даны некоторые экспериментальные результаты, полученные при испытаниях переключающих приборов.

УДК 621.3.014.31.: 621.3.064

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА
ПОСТОЯННЫЙ ТОК
МАГНИТНАЯ СТРУЯ

Трушкэ, В. и др.: **Новый вариант устройства прижима для контакторов постоянного тока типа L.D.E.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 3, апрель 1986 г., стр. 128

Предлагается численный метод расчёта индукции струя в области прижима электрической дуги, приводящий к достаточно точным результатам по сравнению с измеренными результатами.

УДК 621.313.3.: 681.2.

ЛИНЕЙНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЗАПИСЫВАЮЩИЕ ПРИБОРЫ

Влайку, И.: **Линейный двигатель постоянного тока с подвижным магнитом для записывающих приборов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 3, апрель 1986 г., стр. 136

Работа представляет линейный двигатель постоянного тока с подвижным магнитом с функционально-конструктивной точки зрения, с точки зрения результатов и проектирования в случае его применения в измерительных записывающих приборах.

INHALT

DK 621.3 :539.16

EXPANDIERTES POLYÄTHYLEN
BESTRAHLUNG
NETZARTIGE GESTALTUNG

Cramariuc, R. u.a. : **Expandiertes Materials aus durch Bestrahlung netzartig gestaltetes Polyäthylen mit Anwendungen in der elektrotechnischen Industrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 3, Apr. 1986, S. 101

Die Arbeit beschreibt die technologischen Elemente für das Erhalten eines hochexpandierten Materials, aus Polyäthylen, indem das Verfahren der netzartigen Gestaltung durch Bestrahlung mit ionisierenden Strahlen eingesetzt wird. Es wurden Korrelationen zwischen dem Grad der netzartigen Gestaltung des Polymers und folgende Charakteristiken festgelegt : die Flächendichte der Zellen, das

Zellendurchmesser, der Expandierungsgrad und die scheinbare Dichte. Es werden ebenfalls die mechanischen und elektrischen Hauptcharakteristiken des expandierten Materials, sowie einige Anwendungsrichtungen dieses Materials im Bereich der Elektrotechnik dargestellt.

DK 621.3 :001.4

TECHNISCHE SYSTEME
ALGORITHMUS ENWURFSPROZESS

Crăciunescu, A. : **Über das Auftreten der Entwurfstheorie der technischen Systeme.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 5, Apr. 1986, S. 107

Der Artikel beschreibt : die Grundbegriffe und die Grundsätze der Entwurfstheorie der technischen Systeme ; die Struktur des Entwurfsprozesses und der typischen Tätigkeiten desselben (die Bauart, die technische Analyse und der Beschluss) ; die Rolle der mathematischen Modelle in der Entwurfsarbeit und die Forderungen betreffend die angemessene Formulierung der zu lösenden technischen Probleme. Es werden die Formen der Kriterium — Funktion erklärt und die Unterschiede zwischen den Begriffen : Entwurfsoperation, Entwurfsphase und Entwurfstätigkeit präzisier.

DK 621.3.07

GYROMOTOR
KLEINMOTOR
NICHTSTATIONÄRER BETRIEB

Aron, I., Racicovschi, V., Ursu, T. : **Einige Betrachtungen über die Untersuchung des nichstationären Betriebs der elektrischen Gyromotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 3 Apr. 1986, S. 113

Die für die speziellen Anwendungen und insbesondere für die elektrischen Gyromotoren bestimmten Mikromaschinen weisen eine Reihe von baulichen und funktionellen Eigenheiten auf, die sich auch auf ihre Kenngrössen im dynamischen Betrieb auswirken. Die Arbeit schlägt eine Methode der Modellgestaltung, mit Hilfe des numerischen Rechners, des nichtstationären Betriebs der Gyromotoren mit Wechselstrom vor.

DK 621.313 :538.4

ELEKTROMAGNETISCHE RÜHRUNG
GESCHMELZTE METALLE
DIMENSIONIERUNG

Fireţeanu, V. u.a. : **Dimensionierungsgrundsätze der elektromagnetischen Agitatoren mit Wanderfeld.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 3, Apr. 1986, S. 116

Die Arbeit beschreibt die theoretischen Grundlagen der Rührung der Bäder mit geschmelzten Metallen mit plan — paralleler und zylindrischer Konfiguration durch die Wirkung des elektromagnetischen Wanderfeldes und definiert die Optimum — Kriterien in der Dimensionierung dieser mhd — Systeme für die Umsetzung der Energie. Es werden die Berechnungsalgorithmen der linearen ebenen und linear-zylindrischen Induktoren angegeben, mit Anwendung bei der Rührung der ausgebreiteten Bäder, der Bäder der Induktionstiegelöfen und beim Stranggiessen.

DK 621.316.57.06

DAS MESSEN DER KENNGRÖSSEN DES KOMMUTATIONSLICHTBOGENS

Curcanu, G., Defta, M., Tuşaliu, P. : **Das Messen des Stroms, der Spannung, der Stärke und Energie des Lichtbogens in den Schaltapparaten.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 3, Apr. 1986, S. 122

Es werden Schaltungen, Methoden und Vorrichtungen für das Messen des Stroms, der Spannung, der Stärke und Energie des Kommutationslichtbogens beschrieben und einige experimentelle Ergebnisse gegeben, die bei den Prüfungen der Schaltapparate ehralten wurden.

DK 621.3.014 :31 :621.3.064

LICHTBOGEN
GLEICHSTROM
MAGNETISCHE SOUFFLAGE

Truşcă, V. u.a. : **Eine neue Variante einer Ansammelvorrichtung für Gleichstromschütze Typ L.D.E.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 3, Apr. 1986, S. 128

Es wird eine numerische Berechnungsmethode der Soufflage — Induktion in der Ansammelzone des Lichtbogens vorgeschlagen, die zu hinreichend genauen im Vergleich zu den gemessenen Ergebnissen führt.

DK 621.313.3 :681.2

LINEARER GLEICHSTROMMOTOR
REGISTRIERMESSGERÄTE

Vlaicu, C. : **Linearer Gleichstrommotor mit beweglichem Magnet für Registriergeräte.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 3, Apr. 1986, S. 136

Die Arbeit beschreibt einen linearen Gleichstrommotor mit beweglichem Magnet, vom funktionnellen — baulichen Standpunkt der Kenngrössen und des Entwurfs im Falle des Einsatzes in den Registriermessgeräten.

CONTENTS

DC 621.3 :539.16

EXPANDED POLYETHYLENE
IRRADIATION RETICULATED

Cramariuc, R. and others : **Irradiation reticulated polyethylene expanded material used in the electrotechnical industry.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr 1986, p. 101

This work presents the technological elements used in getting highly expanded material out of polyethylene, using the method of reticulation by ionic irradiation. Some relations has been established between the degree of polymer reticulation and the following characteristics : cell surface density, cell dia., the degree of expansion and apparent density. The main mechanic and electric characteristics o the expanded material are also presented, as well as some of its uses in the field of electrotechnics.

DC 621.3 :001.4

TECHNICAL SYSTEMS
PROCESS ALGORITHM
DESIGN

Crăciunescu, A. : **Concepts of the theoretical principles of technical system designing.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr 1986, p. 107

The article presents the basic concepts and the theoretical principles of technical system designing, the process designing structure and its typical activities (conception, engineer analysis and decision) ; the mathematic models used meaning in designing and the requirements of an adequate wording of the technical problems to be solved. The criterion function forms are stated and the differences between the concepts of : operation, design, designing phase and designing activity are defined more accurately.

DC 621.3.07

GYROENGINE
MICROENGINE
TRANSITORY REGIME

Aron, I., Racicovschi, V., Ursu, T. : **Some considerations regarding the electric gyroengine transitory regime analysis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr. 1986, p. 113

The micromachines designed for special use and especially for electric gyroengines have a number of functional and constructive particularities which influence their dynamic regime performances as well. This paper suggests a numerical computer assisted modelling method of the alternative current gyroengine transitory regime.

DC 621.313:538.4

ELECTROMAGNETIC STIRRING
LIQUID METALS
DIMENSIONING

Firețeanu, V. ș.a. : **The calculation principles of electromagnetic stirrers with progressive field.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr 1986, p. 116

This work presents the theoretical ground of electromagnetic stirring of the liquid metals in plan-parallel and cylindrical baths and define the criterious of the best inductors calculation. The calculation algorithms for linear plane and linear cylindrical inductors are established, with application to electromagnetic stirring of are furnace, induction crucible furnace and continuous casting processes.

DC 621.216.57.06

FAST SWITCHING ELECTRIC ARC PARAMETER MEASURING

Curcanu, G, Defta, M., Tușaliu, P. : **Measuring of the electric arc current, voltage, power and energy in fast switching apparata.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr 1986, p. 122

Fast switching electric arc current, voltage, power and energy measuring layouts, methodes and devices are presented, and some of the experimental results obtained in trying the fast switching apparata, are given.

DC 621.3.014.31:621.3.064

ELECTRIC ARC
CONTINUOUS CURRENT
MAGNETIC BLOWING

Trușcă, V. and others. : **A new type of continuous current contactor (type L.D.E.) tightening device.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr 1986, p. 128

A numerical calculation method for the blowing induction in the electric arc tightening area is suggested, leading to correctly enough results as compared to the measured ones.

DC 621.313.3:681.2

C.C. LINEAR ENGINE
RECORDING MEASURING APPARATA

Vlaicu, C. : **Linear motor with moving magnet used in electronic recorders.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** no. 3, apr 1986, p. 136

The paper presents a d.c. liniar motor with moving magnet from the functional and constructional point of view of the performances and design, used in electronic recorders.

SOMMAIRE

CD 621.3:539.16

POLYÉTHYLÈNE EXPANDÉ
IRRADIATION
RÉTICULATION

Cramariuc, R. e.a. : **Matériel détendu de polyétilène réticulé par irradiation avec des utilisations de l'industrie électrotechnique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 101

Le travail présente des éléments technologiques pour obtenir un matériel d'un grand degré d'expandation du polyéthylène utilisant le proces de réticulation par irradiation avec radiations ionisées. Ce sont établies les correlations entre le degré de réticulation du polymère et les caracteristiques suivantes : la densité superficielle de cellules le diamètre des cellules, le degré d'expandation et la densité apparente. On présente aussi les principaux carractéristiques mécaniques et électriques du matériel expandé, comme les directions d'utilisation de ce matériel dans le domaine d'électronique.

CD 621.3.001.4

SYSTÈMES TECHNIQUES
ALGORITHME PROCES PROJECTION

Crăciunescu, A. : **Concernant la formation de la théorie de projection des systhèmes téchniques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 107

L'article décrit les notions de base et les principes de la théorie de projection des systhèmes techniques : la structure du proces de projection et ses activités typiques (la conception, l'analyse et la décision) : le rôle des modèles mathématiques en projection et les demandes concernant la définition adéquate des problèmes techniques à résoudre. On énonce les formes fonction — critère et on précise les differences entre les concepts d'opération de projection, phase de projection et activité de projection.

CD 621.3.07

GYROMOTEUR
MICROMOTEUR
RÉGIME TRANSITOIRE

Aron, I., Racicovschi, V., Ursu, T. : **Quelques appreciations concernant l'analyse du régime transitoire des gyromoteurs électriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 113

Les micromachines déstinées à l'utilisation speciales en particulier aux gyromoteurs électriques présentent une série de caractéristiques constructives et fonctionelles qui se reflètent sur les performances du régime dynamique. Le travail propose une méthode de modulation, à l'aide du calculateur numérique, du régime transitoire des gyromoteurs du curant alternatif.

CD 621.313:538.4

AGITATION ELECTROMAGNETIQUE
METAUX FONDUES
DIMENSIONNEMENT

Firețeanu, V. e.au. : **Les principes du calcul des brasseurs électromagnétiques à champ progressif.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 116

Le travail présente les principes thèoriques du brassage électromagnétique des metaux fondus dans des bains avec configuration plan-parallele et cilindrique en champ progressif et définie des critères d'optimum pour dimensioner ces systèmes de conversion de l'énergie. Ils sont indiqués les algorithmes du calcul des inducteurs plans et cilindriques pour brassage dans les fours avec arc, les fours d'induction avec creuset et dans les applications du coullée continue.

CD 621.316.57.06

MESURE DES PARAMETRES D'ARC ELECTRIQUE DE COMMUTATION

Curcanu, G., Defta, M., Tușaliu, P. : **La mesure du curent, de la tension de la puissance et de l'énergie d'arc électrique aux appareils de commutation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 122

On présente des schémas, des methodes et des dispositifs pour la mesure du courant, de la tension, de la puissance et de l'énergie d'arc electrique de commutation et on donne quelques résultats expérimentaux obtenus à l'essayage des appareils de commutation.

CD 621.3.015.31:621.3.064

ARC ELECTRIQUE
CURANT CONTINU
SOUFFLAGE MAGNETIQUE

Trușcă, V. e.au. : **Une nouvelle variante de dispositif de serrage pour les contacteurs du curant continu type CDE.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 128

On propose une méthode numérique de calcul de l'induction du soufflage dans la zone de serrage d'arc électrique qui donne des résultats suffisamment exactes que ceux mesurés.

CD 621.313.3:681.2

MOTEUR LINIAIRE DE C.C.
APPAREIL DE MESURE POUR LES ENREGISTREURS

Vlaicu, C. : **Moteur liniaire a curant continuu avec aimant mobil, employe pour les appareils enregistreurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 3, avr 1986, p. 136

Le travail présente un moteur liniaire de curant continuu avec aimant mobile, du point de vue fonctionel et constructif, des pérformances et du projection employé pour les appareils de mesure enregistreurs.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.3:539.16

POLIETILENĂ EXPANDATĂ
IRADIERE
RETICULARE

Material expandat din polietilenă reticulată prin iradiere, cu utilizări în industria electrotehnică

RADU CRAMARIUC, SILVIU JIPA, CONSTANTIN CAZAC, SORIN ILIE, DIANA ILIE, TANŢA SETNESCU, RADU SETNESCU, GEORGETA CHEREGI, TEODORA ROBU, GHEORGHE MARIN*, CĂLIN RĂDULESCU, CARMEN RĂDULESCU**, ION MIHALCEA, JEAN PĂUN*** – BUCUREŞTI

Introducere

Materialele plastice cu structură celulară, denumite şi materiale expandate, au căpătat o largă utilizare datorită performanţelor lor tehnice şi economice. Importanţa acestor materiale a generat, pe plan mondial, cercetări intense care au condus pe de o parte la progrese remarcabile în cunoaşterea structurii şi a dependenţei proprietăţilor fizico-mecanice de structura celulară, iar pe de altă parte la elaborarea unor tehnologii de mare productivitate şi eficienţă economică [1].

Introducerea pentru prima dată a unui proces de iradiere cu radiaţii ionizante într-o astfel de tehnologie aparţine firmei EXPANDED RUBBER AND PLASTICS LTD (Anglia), care realizează o polietilenă înalt expandată şi reticulată radiochimic, sub denumirea de PLASTAZOTE [2]. Ulterior, în Japonia sînt dezvoltate independent două tehnologii radiochimice de către firmele TORAY INDUSTRIES INC şi SEKISUI CHEMICAL COMPANY LTD [2, 3]. Tehnologiile acestora au fost apoi exportate unor firme din SUA (VOLTEK INC şi DOW CHEMICAL COMPANY) şi din Europa (ALVEO) [4].

Domeniul produselor expandate din polietilenă reticulată prin iradiere cuprinde atît materialele înalt expandate, flexibile, la care densitatea aparentă este sub 0,2 g/cm³, cît şi cele cu grad mic de expandare, rigide, unde densitatea aparentă este de 0,5 g/cm³. Iradierea se efectuează înainte de expandare pe un compound cu densitate normală. Avantajul principal al reticulării prin iradiere rezultă din faptul că se execută la temperatura ambiantă, în timp ce în cazul reticulării cu peroxid temperatura de descompunere a agentului de expandare este foarte apropiată de aceea a peroxidului, ceea ce atrage după sine complicaţii de ordin tehnologic. Aceasta face ca costul de fabricaţie a expandatului reticulat prin iradiere să fie inferior celui reticulat pe cale chimică, îndeosebi atunci cînd nivelul producţiei depăşeşte valoarea de 100—200 t/lună [4, 5].

Scopul prezentei lucrări a fost stabilirea unor elemente tehnologice de obţinere a unui material înalt expandat din polietilenă de joasă densitate reticulată prin iradiere cu radiaţii ionizate.

Tehnica experimentală

Figura 1 prezintă schema-bloc a procesului de obţinere a probelor de polietilenă înalt expandată. S-a utilizat o polietilenă de joasă densitate, de uz electrotehnic, din sortul K322, produs de Combinatul Chimic — Brazi. Ca agent de expandare s-a folosit azodicarbonamida care se descompune la temperatura de 190—200°C, cu formarea a 200—240 cm³/g amestec gazos compus din N_2, CO, CO_2 şi NH_3.

Pentru reducerea temperaturii de descompunere a agentului de expandare şi a duratei acestui proces s-a folosit ca promotor (Kicker) oxid de zinc cu granulaţie fină (~10 μ). S-au realizat trei probe cu următorul conţinut de agent de expandare şi de promotor exprimat în procente în greutate:

— proba 1: 15 % agent de expandare;

— proba 2: 15 % agent de expandare + 2 % oxid de zinc;

* Dr. ing. *Cramariuc, R.*, dr. chim. *Jipa, S.*, dr. ing. *Cazac, C.*, dr. chim. *Ilie, S.*, chim. *Ilie, D.*, chim. *Setnescu, T.*, chim. *Setnescu, R.*, ing. *Cheregi, G.*, dr. chim. *Robu, T.*, ing. *Marin, Gh.* — ICPE — Bucureşti.

** Fiz. *Rădulescu, C.*, fiz. *Rădulescu, C.* — Întrepr. de Cabluri şi Materiale Electroizolante — Bucureşti.

*** Dr. chim. *Mihalcea, I.*, dr. chim. *Păun, J.* — Institutul Politehnic Bucureşti.

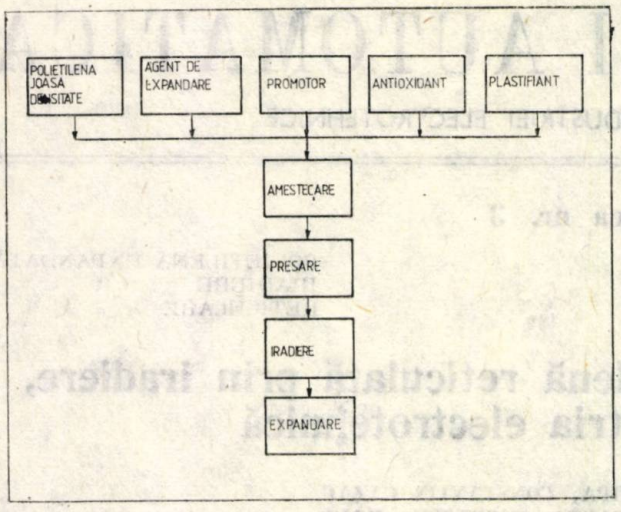


Fig. 1. Schema-bloc a procesului de obținere a probelor de polietilenă înalt expandată.

— proba 3 : 20 % agent de expandare.

Toate probele au fost aditivate antioxidativ (0,5 % în greutate IRGANOX-1076) și cu agent plastifiant (0,2 % în greutate tricrezilfosfat). Introducerea aditivilor în masa polimerului s-a făcut prin vălțuire, respectînd condițiile de temperatură prezentate în figura 2.

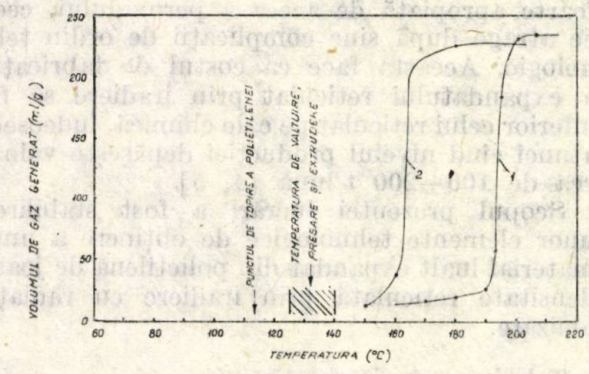


Fig. 2. Regimul termic de prelucrare a polietilenei și curbele de descompunere termică a azodicarbonamidei în absența (1) și în prezența (2) oxidului de zinc.

Probele au fost apoi prelucrate sub formă de plăci (300 × 300 × 1 mm) prin presare.

Pentru iradierea probelor s-a utilizat o instalație de tipul GAMMATOR M-38, echipată cu radionuclidul γ emițător ^{137}Cs, care permite realizarea unei doze debit de 65 kRad/h.

Probele au fost expandate în poziție verticală, într-o etuvă cu circulație de aer, la temperatura de 220°C în aproximativ 3 minute. Reacția de descompunere termică a azodicarbonamidei fiind exotermă temperatura probei a putut fi crescută rapid în timpul expandării.

Gradul de reticulare a probelor iradiate s-a determinat, după expandare, folosind procedeul extracției cu ortoxilen la fierbere.

Pentru determinarea caracteristicilor fizico-mecanice și electrice ale probelor expandate s-au folosit metodele descrise în STAS-urile în vigoare.

Rezultate și discuții

Figura 3 prezintă variația gradului de reticulare a probelor de polietilenă expandată în funcție de doza de iradiere. Formarea structurii tridimensionale în polimerul iradiat determină scăderea drastică a fracției sale solubile. Înregistrarea unui grad mai mic de reticulare în cazul probei 2 ar putea fi datorată unui efect antirad al oxidului de zinc. Gradele de reticulare înregistrate la probele 1 și 3 sînt în bună concordanță cu majoritatea datelor de literatură [6—9]. Obținerea de către unii autori

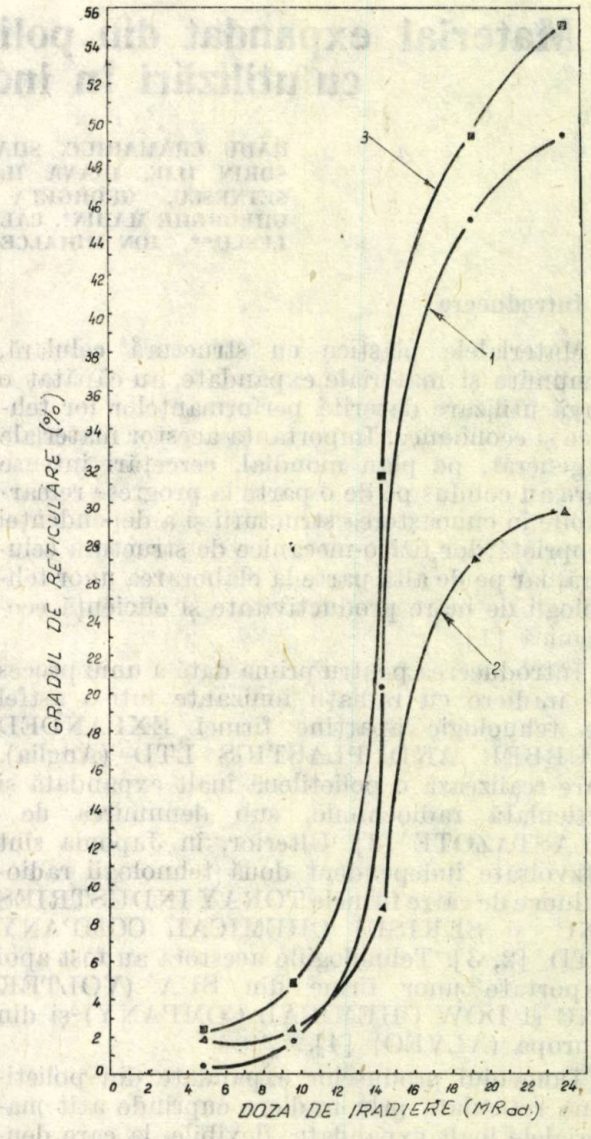


Fig. 3. Variația gradului de reticulare a probelor de polietilenă expandată în funcție de doza de iradiere.

[2, 10, 11] a unor grade de reticulare comparabile, dar la doze mai mici de iradiere, s-ar putea datora utilizării unor aditivi polifuncţionali cu rol de micşorare a dozei de gelifiere. În afară de aceasta se ştie că greutatea moleculară şi gradul de ramificare al polimerului pot influenţa de asemenea atît eficienţa producerii gelului cît şi tipul de structură a gelului format. Procesul de reticulare este favorizat de existenţa unei cristalinităţi, cît mai mici a polimerului şi a unei greutăţi moleculare cît mai mari.

Figura 4 prezintă variaţia gradului de expandare în funcţie de doza de iradiere. Gradul de expandare a fost determinat în raport cu vo-

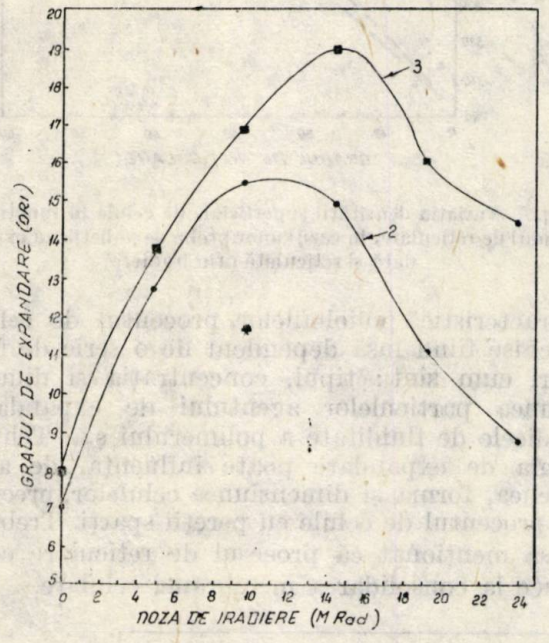


Fig. 4. Variaţia gradului de expandare cu doza de iradiere.

lumul iniţial al probei. Din analiza acestei figuri rezultă, pe de o parte faptul că gradul de expandare creşte cu creşterea concentraţiei de azodicarbonamidă din probă, iar pe de altă parte, faptul că gradele maxime de expandare obţinute (15—19 ori) corespund unor doze de iradiere cuprinse în intervalul 9—15 MRad. Scăderea gradului de expandare la doze mai mari de iradiere se explică prin efectul de rigidizare a lanţurilor polimerului, efect datorat creşterii densităţii de reticule în probă. Aşadar, temperatura de încălzire a probei şi doza de iradiere reprezintă doi factori cu acţiune contrară. La creşterea temperaturii creşte presiunea gazelor formate prin descompunerea agentului de expandare, ceea ce duce la mărirea volumului. Creşterea temperaturii duce totodată la scăderea vîscozităţii polimerului topit, ceea ce facilitează formarea şi creşterea celulelor. Procesul de reticulare (iradiere) măreşte însă vîscozitatea topiturii, ridicînd portanţa celulelor formate. Gradul optim de reticulare pentru obţinerea unei polietilene înalt expandate este situat în intervalul 20—40 %.

Odată cu creşterea gradului de expandare scade densitatea aparentă a materialului aşa cum ilustrează datele din figura 5. Aceste rezul-

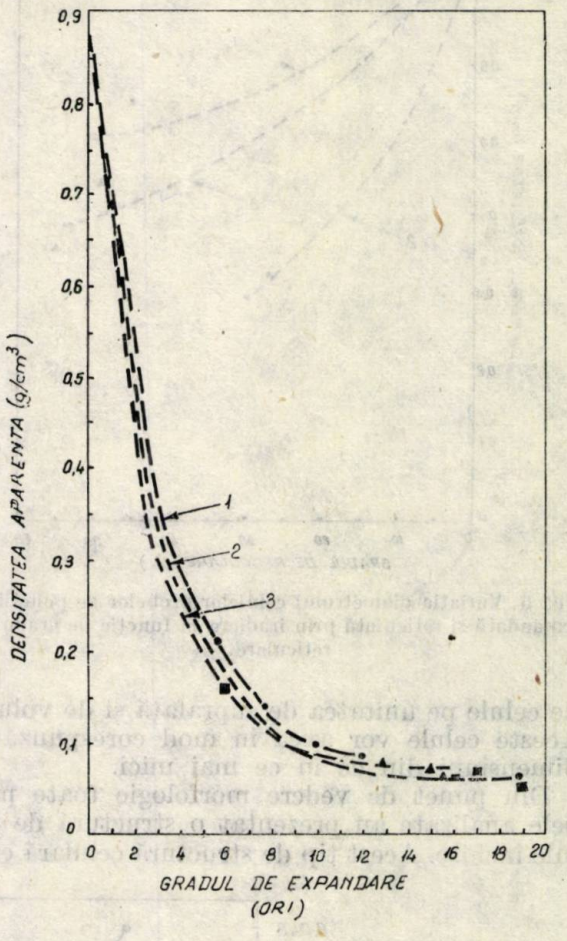


Fig. 5. Variaţia densităţii aparente a polietilenei în funcţie de gradul de expandare.

tate sînt în deplină concordanţă cu datele de literatură. Astfel, sînt citate ca valori optime ale densităţii unui material înalt expandat din polietilenă reticulată, cele cuprinse în intervalul : 0,05 /cm³ (grad de expandare 20 ori)— 0,032 g/cm³ (grad de expandare 28 ori) [10—13].

Figurile 6 şi 7 prezintă variaţia diametrului celulelor formate, respectiv a densităţii superficiale de celule, în funcţie de gradul de reticulare a polimerului. Din analiza acestor figuri rezultă că, odată cu creşterea gradului de reticulare a polimerului are loc scăderea diametrului celulelor formate, respectiv creşterea densităţii superficiale de celule. Creşterea densităţii de legături transversale între lanţurile polimerului la creşterea dozei de iradiere determină o micşorare a alungirii materialului la temperatura de expandare, ceea ce explică formarea unui număr din ce în ce mai mare

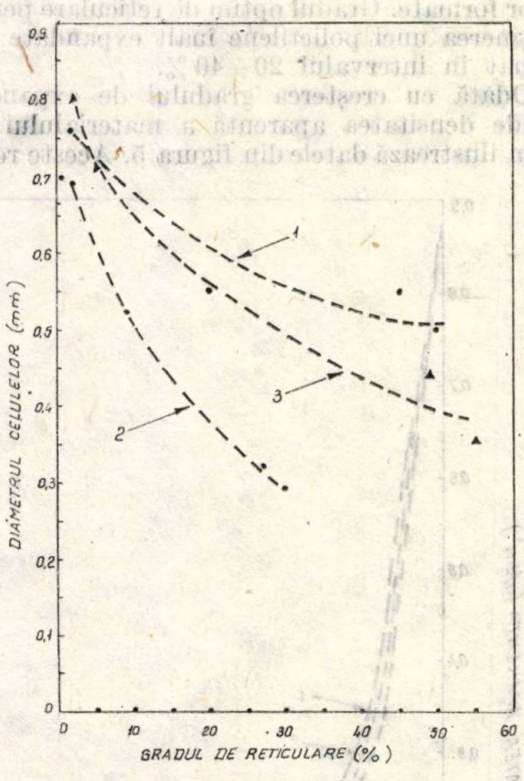


Fig. 6. Variația diametrului celulelor probelor de polietilenă expandată și reticulată prin iradiere în funcție de gradul de reticulare.

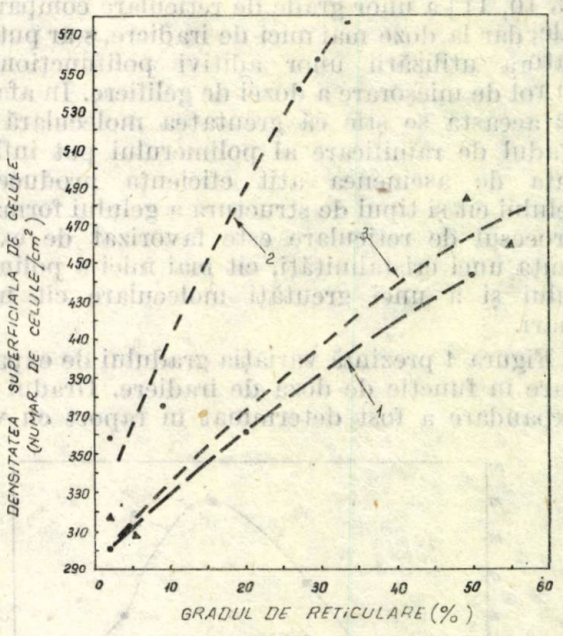


Fig. 7. Variația densității superficiale de celule în funcție de gradul de reticulare, în cazul unor probe de polietilenă expandată și reticulată prin iradiere.

de celule pe unitatea de suprafață și de volum. Aceste celule vor avea în mod corespunzător dimensiuni din ce în ce mai mici.

Din punct de vedere morfologic toate probele analizate au prezentat o structură de celule închise. Acest tip de structură celulară este caracteristică poliolefilelor, procentul de celule închise fiind însă dependent de o serie de factori cum sînt: tipul, concentrația și dimensiunea particulelor agentului de expandare, indicele de fluiditate a polimerului ș.a. Tehnologia de expandare poate influența, de asemenea, forma și dimensiunea celulelor, precum și procentul de celule cu pereții sparți. Trebuie însă menționat că procesul de reticulare conduce la consolidarea membranei celulare.

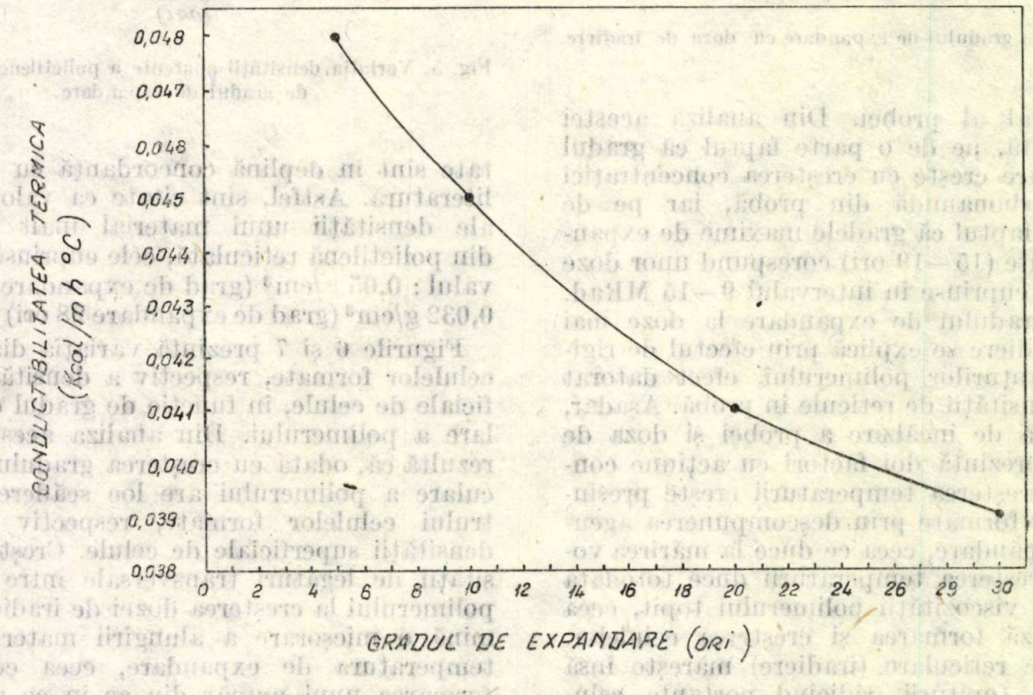


Fig. 8. Dependența conductibilității termice a polietilenei de gradul de expandare.

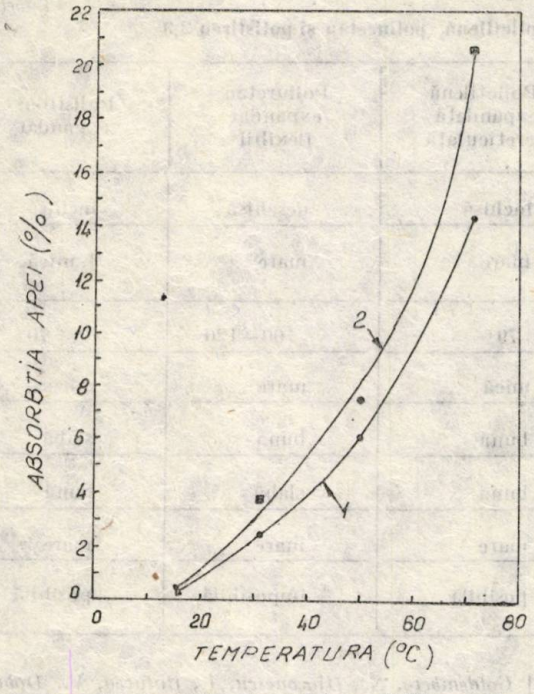


Fig. 9. Variația absorbției de apă la polietilena expandată și reticulată în funcție de temperatură.

Majoritatea proprietăților fizico-mecanice ale polietilenei înalt expandate sînt influențate direct de densitatea materialului și de morfologia celulelor. Astfel, proprietățile de izolație termică și de absorbție a șocurilor depind de dimensiunea celulelor: cu cît diametrul celulelor este mai mic, cu atît proprietățile sînt mai bune. Figura 8 prezintă variația conductibilității termice a polietilenei în funcție de gradul de expandare [12].

Prezența în expandat a unor celule mai mici atrage după sine valori mai mari ale rezistenței la tracțiune și a alungirii la rupere. Existența unui procentaj mai mare de celule închise duce la o absorbție mai redusă de apă [14, 15]. Temperatura mediului influențează însă considerabil proprietatea de absorbție a apei, așa cum rezultă din datele prezentate în figura 9. Se constată, de asemenea, că proba cu conținut de oxid de zinc prezintă valori mai ridicate ale absorbției de apă.

Tabelul 1 arată principalele caracteristici fizico-mecanice și electrice ale probelor de polietilenă expandată și reticulată prin iradiere. Aceste valori sînt în bună concordanță cu datele de literatură [2—4, 10—13]. Se remarcă faptul că pentru aproximativ același grad de reticulare, proprietățile mecanice, spre deosebire de cele electrice, depind de gradul de expandare.

Comparînd aceste caracteristici cu cele ale polimerului de bază în stare neexpandată [9, 16—18], cu excepția constantei dielectrice, restul caracteristicilor sînt mai slabe, datorită

Tabelul 1

Unele caracteristici fizico-mecanice și electrice ale probelor de polietilenă înalt expandată și reticulată radiochimic

Caracteristica	Proba 1	Proba 2	Proba 3
Gradul de reticulare, %	32,27	29,63	34,15
Rezistența la tracțiune, kgf/cm²	3,33	2,50	2,35
Alungirea la rupere, %	175	120	108
Tangenta unghiului de pierderi, la 20°C și 1MHz	$2,23.10^{-3}$	$3,8.10^{-3}$	$2,65.10^{-3}$
Constanta dielectrică la 20°C și 1MHz	1,44	1,15	1,50
Rezistivitatea de volum, Ω·cm	$1,2.10^{12}$	2.10^{12}	$3,5.10^{12}$
Gradul de expandare, ori	15	17	20

structurii celulare. Pe de altă parte, polietilena expandată și reticulată are caracteristici excelente, atît în comparație cu cea nereticulată, cît și cu poliuretanul expandat sau cu polistirenul expandat, așa cum rezultă din tabelul 2.

Noile caracteristici imprimate de acest tip de structură (densitate redusă, constantă dielectrică mică ș.a.) conferă polietilenei posibilități interesante de aplicații, în special în domeniul electrotehnicii. În cadrul acestor aplicații se detașează utilizarea acestui tip de material la izolațiile cablurilor de comunicații (cabluri coaxiale și cabluri de antenă) [10, 19—22]. Constanta dielectrică mică a acestui material permite spațiului dintre conductori să crească impedanța. S-a constatat, de asemenea, o reducere a pierderilor de putere, precum și scăderea capacitanței circuitelor de înaltă frecvență [10]. O serie de firme ca: RAYCHEM CORPORATION [23], WESTERN ELECTRIC Co. [24], SUMITOMO ELECTRIC IND., LTD., [25], SHOWA ELECTRIC WIERE AND CABLE Co [26] ș.a., comercializează cabluri coaxiale miniaturizate la care izolația primară este din polietilenă expandată și reticulată. Firma SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRY [4] produce tuburi din polietilenă expandată și reticulată prin iradiere, utilizate în scop electrotehnic. Se mai menționează utilizarea polietilenei expandate ca membrană separatoare în acumulatoarele cu plumb [27]. Acest material se folosește la confecționarea unor ambalaje rezistente la umiditate și la produse chimice, pentru protecția unor piese electronice fragile (videocaptoare, echipament radar ș.a.) [19].

Tabelul 2

Compararea caracteristicilor unor expandate din polietilenă, poliuretan și polistiren 2,3

Caracteristica	Polietilenă expandată și reticulată prin iradiere	Polietilenă expandată nereticulată	Poliuretan expandat flexibil	Polistiren expandat
Structura celulelor	închisă	închisă	deschisă	închisă
Dimensiunea celulelor	mică	mare	mare	f. mică
Temperatura de serviciu, °C	80	79	100—120	70
Absorbția apei	neglijabil	mică	mare	mică
Rezistența chimică	bună	bună	bună	slabă
Rezistența la intemperii	bună	bună	slabă	bună
Inflamabilitate	mare	mare	mare	mare
Termoprelucrabilitate	f. bună	posibilă	imposibilă	posibilă

Datorită prelucrabilității excelente a acestui material (materialul poate fi perforat, laminat, gofrat, lipit, termoformat ș.a.) el și-a găsit numeroase aplicații în industria automobilelor [28, 29], în ingineria civilă [30], în medicină [31, 32] ș.a.

Bibliografie

[1] *Manea, Gh.* Materiale plastice celulare. Ed. tehnică, București, 1978.

[2] *Sagane, N., Harayama, H.* Plastic foam. Radiation crosslinked polyethylene foam. In: Radiat. Phys. Chem. vol. **18**, 1981, p. 99—108.

[3] *Danno, A.* Modification of plastics by crosslinking and grafting. Foamed polyethylene sheet. In: Panel on Radiation Chemistry IAEA, Viena, April, 1967, PL 236—2, p. 399—422.

[4] *Machi, S.* Industrial application of radiation processing in Japan. In: Radiat. Phys. Chem. vol. **14**, 1979, p. 155—170.

[5] *Tamai, I.* Data book of radiation processing. Brain Service Tokyo, 1976, p. 231.

[6] *Morisaki, S.* The thermal stability of irradiated polyethylene. In: Thermochimica Acta, vol. **4**, 1972, p 57—71.

[7] * * * Brevet Anglia nr. 1.424.738,25 Iulie 1973, Cl. Co8j 3/28.

[8] *Burns, N. M.* Formulating wire and cable grades of polyethylene for irradiation crosslinking. In: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems vol. **PAS—96**, 1977, p. 1196—1201.

[9] *Mihalcea, I., Jipa, S., Leca, M., Gligor, M.* Retic area radiochimică a polietilenei. În: Materiale plasti.., vol. **19**, 1982, p. 170—173.

[10] *Trageser, D. A.* Crosslinked polyethylene foam processes. In: Radiat. Phys. Chem. vol. **9**, 1977, p. 261 - 270.

[11] *Ruiying, Z., Binglin, W., Wenxiu, C., Yongbao, G., Yinfen, Z., Simin, Q., Andong, L., Peide, W.* The application of a linear electron accelerator in radiation processing. In: Radiat. Phys. Chem. vol. **22**, 1983 p. 447—453.

[12] *Kadowaki, Y., Sasajima, J.* Polyethylene foam, a growing industry. In: Chemical Economy and Engineering Review, vol. **8**, 1970, p. 53—61.

[13] *Goldemberg, N., Diaconescu, I., Bulucea, V., Dobrescu V.* Poliolefine. Ed. tehnică, București, 1976, p. 283—286

[14] *Benning, C. J.* Modified polyethylene foam systems In: J. Cellular Plastics., Febr. 1967, p. 62—72.

[15] *Harding, R. H.* Morphologies of cellular materials. In: ASTM Special Publication Nr. 144, July 1966.

[16] *Ionescu, N. I., Goșa, V., Jipa, S., Ilie, S.* Modificarea unor proprietăți electrice ale polietilenei sub influența radiațiilor gama. In: Materiale plastice vol. **15**, 1978, p. 106.

[17] *Cramariuc, R., Jipa, S., Mihalcea, I., Ilie, S., Cazac, C., Ilie, D., Setnescu, R., Oproiu, C.* Reticularea izolației de polietilenă a cablurilor și conductorilor prin iradiere cu electroni accelerați. In: EEA — ELECTROTEHNICA vol. **31**, 1983, p. 265—270.

[18] *Jipa, S., Ilie, S., Cazac, C., Marin, Gh., Ilie, D., Setnescu, R., Setnescu, T., Mihalcea, I.* Caracteristicile tuburilor termocontractabile realizate prin iradiere cu electroni accelerați și aplicațiile acestora în industrie. In: EEA — Electrotehnica, vol. **32**, 1984, p. 311—316.

[19] *Horun, S.* Aplicațiile materialelor plastice. Ed. tehnică, București 1975, p. 200.

[20] *Rheinfeld, R. D.* În: Gummi. Asbest. Kunststoffe, nr. 2, 1975, p. 80—86.

[21] * * * I.E.E.E. Trans. Power Ap., vol. **92**, 1973, p. 506—513.

[22] *Lanza, V. L., Halperin, R. M., Wallace, P. W.* Irradiated lightweight miniature coaxial cables. In: Symposium on Communication Wires and Cables. 2 Nov. 1961, p. 2.

[23] * * * Miniature coaxial cable. In: Raychem. corporation brochure, RC—12—2, p. 6.

[24] *Marshall, D. I.* Methods of inspecting expandable plastic wire insulating compounds. In: Tech. Pap. Reg. Tech. Conf. Soc. Plast Eng., May 5, 1980, p. 188—191.

[25] *Fumio, S., Akinori, M., Sato, S.* Microcoaxial cables insulated with highly expanded polyethylene by a chemical blowing method. In: Proc. Int. Wire Cable Symp. vol. **27**, 1978, p. 27—34.

[26] * * * Brevet Japonia nr. 58.**174.432** (Cl. Co8J 9/10), 13 Oct. 983. Rez. Chem. Abstr. vol. **100**, 1984, 211219f.

[27] *Yoschinea, D.* Brevet RFG nr. 2.627.229 (Cl.Co8J 9/28) 10 Martie 1977.

[28] *Czerski, J.* J.Plastics and Polymers, vol. *39*, 1971. p. 406—411.

[29] *Schleith, O.* Plastverarbeiter, vol. *26*, 1975., p. 703.

[30] *Stastny, F.* Gummi, Asbest, Kunststoffe, nr. 4, 1972, p. 398—402.

[31] *Tomai, I., Yomguchi, K.* Plast Age, vol. *18*, 1972, p. 59—67.

[32] *Naukis, N.* J.Appl.Polym.Sci. vol. *20*, 1976, p. 3431—3433.

CZ 621.3:001.4

SISTEME TEHNICE
ALGORITM PROCES PROIECTARE

Asupra constituirii teoriei proiectării sistemelor tehnice

AURELIAN CRĂCIUNESCU * — BUCUREŞTI

Introducere

Cunoştinţele specifice activităţii de proiectare a obiectelor tehnice, care au de îndeplinit anumite funcţii, se prezentau în trecut în cadrul unor discipline ca rezistenţa materialelor, teoria mecanismelor, teoria maşinilor şi a aparatelor electrice, teoria acţionărilor electrice ş.a. Aceste discipline explicative nu constituie un cadru adecvat dezvoltării proiectării, întrucît în ele domină deducţia şi parţial abducţia, dar nu inducţia. În proiectare, predomină însă inducţia şi parţial abducţia, dar nu deducţia, paradigma ei avînd un caracter euristic şi nu unul explicativ.

Prezentarea care se făcea consta doar din simpla descriere a unor practici industriale curente în speranţa că studentul va observa o structură intuitivă în jurul căreia să-şi asocieze apoi propriile lui experienţe. Acest mod de instruire indirect şi confuz nu permite un progres profesional, deoarece acesta îl obligă pe student să înceapă proiectarea de la acelaşi punct de la care au plecat şi predecesorii săi, în loc să-i permită să-şi creeze experienţele sale proprii, pornind de la o moştenire intelectuală transmisă printr-o predare explicită a structurii care integrează experienţele individuale anterioare.

Teoria proiectării s-a constituit în condiţiile noi de creştere permanentă a complexităţii produselor de proiectat şi de necesitate de evaluare a eficienţei lor, fiind sprijinită de progresul spectacular al tehnicii de calcul şi, în special, de apariţia calculatoarelor electronice din generaţia a treia. Viteza mare de calcul şi capacitatea de memorare sporită a acestor calculatoare a făcut posibilă efectuarea în timp util şi cu cheltuieli acceptabile a analizei unui număr mare de variante de soluţii tehnic posibile, în scopul alegerii soluţiei optime. Înainte de anii '50 proiectarea urmărea, de obicei, aflarea unei soluţii tehnic posibile şi poate fi numită *proiectare manuală*, pe cînd proiectarea mai nouă, asistată de calculatoare electronice, în vederea obţinerii soluţiei optime dintre cele tehnic posibile, poate fi numită *proiectare optimală* sau *proiectare automatizată*.

Teoria proiectării optimale foloseşte metodele teoriei sistemelor şi ale cercetării operaţionale şi rezolvă problemele acestei proiectări cu ajutorul programării matematice. În această lucrare, pe baza prelucrării informaţiilor cuprinse în diverse publicaţii de specialitate, citate în bibliografie, se prezintă noţiunile de bază şi principiile teoriei proiectării sistemelor tehnice. Se descrie structura procesului de proiectare şi a activităţilor tipice ale acestuia: concepţia, analiza inginerească şi decizia. Se scoate în evidenţă rolul modelelor matematice în proiectare, se subliniază cerinţele care privesc formularea adecvată a problemelor tehnice de soluţionat, se prezintă formele funcţiei-criteriu şi se precizează diferenţele dintre conceptele de operaţie de proiectare, fază de proiectare şi activitate de proiectare.

1. Structura procesului de proiectare

Realizarea unui sistem tehnic, care are de îndeplinit anumite funcţii în condiţii specificate, necesită efectuarea, în prealabil, a unei succesiuni de operaţii de căutare a soluţiei corespunzătoare, urmată de elaborarea documentaţiei tehnice a acelui sistem. Ansamblul de operaţii succesive avînd drept scop obţinerea soluţiei unei probleme tehnice, completat cu operaţiile de elaborare a documentaţiei tehnice corespunzătoare, se numeşte *proces de proiectare*.

Subansamblul de operaţii succesive avînd ca scop aflarea unei soluţii de proiectare, adică a unei descrieri intermediare sau finale a sistemului tehnic de proiectat, se numeşte *fază de*

* Conf. dr. ing. *Crăciunescu, A.* — Facultatea de Electrotehnică a Institutului Politehnic din Bucureşti.

proiectare. Rezultatele unei faze de proiectare constituie baza de concepere a modului de continuare ulterioară a activității de proiectare.

Pentru găsirea soluției există, în general, mai multe căi posibile și o căutare rațională se realizează totdeauna pe baza unui plan care conține regulile de alegere a operațiilor succesive și formează ceea ce se numește un *algoritm*. Construirea algoritmului unui proces de proiectare depinde de structura modelului matematic al problemei tehnice ce trebuie să fie rezolvată, fără a depinde de natura particulară a soluției urmărite și constituie esența procesului de proiectare.

O aceeași funcțiune tehnică poate fi îndeplinită însă, în general, de mai multe structuri și dimensiuni ale obiectelor și proceselor. Variantele structurale posibile se elaborează prin activitatea de *concepție*. Examinarea teoretică și experimentală a variantelor structurale și dimensionale posibile, în scopul alegerii soluției, constituie activitatea de *analiză inginerească*. Proiectantul are să aleagă, drept soluție, cea mai bună variantă structurală și dimensională, după criteriul stabilit prin tema de proiectare, *optimizare* care stă la baza teoriei proiectării. Elaborarea hotărîrii privind stabilirea soluției problemei tehnice formulate prin tema de proiectare este scopul activității de *decizie*. Concepția, analiza inginerească și decizia sînt activități de proiectare tipice.

Activitățile ce compun un proces de proiectare sînt alcătuite din mulțimi de operații ordonate conform *strategiei* concepute de proiectant. Relația de ordine, condiționată de *tehnologia* realizării operațiilor, este relația de *precedență directă*. Structura unui proces de proiectare se poate reprezenta printr-un graf orientat $G = (A, \Gamma)$, în care mulțimea vîrfurilor $A = \{a_1, a_2, \ldots, a_N\}$ semnifică operațiile proiectului, iar arcele (a_i, a_j) semnifică ordinea impusă de relația de precedență a operațiilor a_i și a_j, conform aplicației Γ asociată procesului $(a_j \in \Gamma a_i)$.

2. Modele matematice pentru proiectare

Un sistem tehnic poate fi descris matematic fie din punctul de vedere al constructorului, prin vectorul $\vec{x} = (x_1, x_2, \ldots, x_m)$ al parametrilor săi interni, adică după modul de alcătuire a lui, fie al beneficiarului, prin vectorul $\vec{y} = (y_1, y_2, \ldots, y_n)$ al parametrilor săi externi, adică după comportarea sa ca parte a unui sistem ierarhic superior. Domeniile X și Y ale valorilor posibile ale parametrilor interni și externi sînt definite de mulțimile restricțiilor D_x și, respectiv, D_y pe care acești parametri trebuie să le satisfacă.

Dependențele dintre parametrii interni și externi ai unui sistem, care reflectă structura ui tehnico-economică se stabilesc toate, sau numai unele, pe cale teoretică, prin aproximarea analitică a dependențelor determinate experimental, sau prin modelizarea, pe calculatoare electronice, a sistemului sau a unui subsistem al lui. Ele se exprimă prin relații de legătură ca:

$$\begin{cases} y_1 = f_1(x_1, x_2, \ldots, x_m) \\ y_2 = f_2(x_1, x_2, \ldots, x_m) \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ y_n = f_n(x_1, x_2, \ldots, x_m). \end{cases} \quad (1)$$

Mulțimea relațiilor de legătură $\vec{y} = f(\vec{x})$, împreună cu seturile de restricții $D_x(\vec{x})$ și $D_y(\vec{y})$, formează *modelul matematic* al sistemului tehnic.

Modelele matematice sînt folosite în proiectare fie pentru alegerea variantei optime, fie pentru predeterminarea caracteristicilor acestei variante. Este util ca modelele matematice folosite pentru optimizare să cuprindă numai aspecte esențiale, globale, privind funcționarea în condiții date a sistemelor tehnice de proiectat. Ele nu trebuie să fie încărcate cu aspecte nesemnificative, care le-ar putea face inoperante, ci trebuie să fie rezultatul unui compromis între o redare acceptabilă a complexității sistemului tehnic și posibilitățile de calcul existente. Un model matematic folosit pentru predeterminarea caracteristicilor soluției tehnice adoptate avînd un caracter doar parțial, poate cuprinde mai multe aspecte decît unul folosit pentru optimizare și permite să se obțină, deci, rezultate mai precise decît acesta.

3. Formularea problemei de proiectare

Deoarece tema de proiectare dată de beneficiar nu are, în general, o formă convenabilă pentru activitatea de analiză inginerească, trebuie ca proiectantul să o reformuleze, făcînd anumite precizări și chiar completări cu avizul beneficiarului. Reformularea trebuie să urmărească întocmirea unei liste complete pentru parametrii externi și pentru restricțiile impuse lor, construirea funcției-criteriu și verificarea realizabilității și corectitudinii temei de proiectare.

Lista parametrilor externi și a restricțiilor impuse lor se întocmește începînd cu parametrii externi recomandați de beneficiar pentru aprecierea comportării sistemului și se completează apoi, pe măsura explicitării restricțiilor conjuncturale date prin temă, adică a restricțiilor care n-au fost date sub formă analitică, ci prin precizarea condițiilor de exploatare a sistemului de proiectat și prin impunerea folosirii anumitor componente în realizarea acestui sistem.

Funcția-criteriu $Q(\vec{y})$ apreciază global eficiența tehnico-economică a sistemului de proiectat și se construiește folosind parametrii

externi a căror modificare, în limitele permise de tema de proiectare, prezintă un anumit interes. Numărul de parametri externi folosiți în construcția ei trebuie limitat la un nivel de compromis, care să permită obținerea unei descrieri destul de precise a criteriului urmărit, oferind în același timp și o expresie comodă pentru calcul. Parametrii externi care nu au fost cuprinși în expresia funcției-criteriu vor avea, totuși, o anumită influență asupra rezultatului selecției vectorilor-proiect posibil și anume prin intermediul restricțiilor la care sînt supuși și care, prin intermediul relațiilor de legătură, intervin în definirea domeniului posibil X^p.

Cea mai frecventă formă a funcției-criteriu este cea scalară $Q = Q(y_i)$, care corespunde optimizării sistemului tehnic în raport cu un singur parametru extern y_i al său. Dacă beneficiarul e interesat în obținerea unor valori cît mai bune, pentru mai mulți parametri externi, funcția-criteriu ia o formă vectorială, compusă din mai multe funcții scalare : $\vec{Q} = (Q_1, Q_2, \ldots, Q_r)$. Problemele acestei optimizări, numită vectorială, pot fi însă reduse la probleme de optimizare scalară, prin introducerea unei relații de ordine în mulțimea funcțiilor-criteriu componente. Ordonarea acestora se face după prioritățile acordate de beneficiar, care pot avea un caracter absolut, sau unul relativ.

În cazul priorităților absolute, problema de optimizare vectorială corespunzătoare se transformă într-un șir de probleme de optimizare scalară, care se rezolvă succesiv. Inițial, se rezolvă problema de optimizare corespunzătoare criteriului de primă importanță Q_1, fără a se ține seama și de existența celorlalte criterii. Atît la rezolvarea acestei probleme, cît și a celor ulterioare, trebuie să se țină seama de faptul că modelul matematic folosit pentru optimizare are o precizie limitată, așa că localizarea rațională a optimului căutat se poate face într-un domeniu a cărui lărgime este cu atît mai mare, cu cît precizia modelului matematic este mai mică. Vor exista, deci, mai multe variante selectate de criteriul Q_1, și acestea se vor transforma în restricții la rezolvarea problemei de optimizare după cel de al doilea criteriu ca importanță Q_2. Optimizările succesive continuă pînă ce se obține o soluție unică.

În cazul priorităților relative se construiește cu componentele funcției-criteriu vectoriale o funcție-criteriu scalară, numită *funcție-criteriu de compromis*. Pentru *proiectant*, un proiect e cu atît mai bun, cu cît valorile parametrilor externi obținuți se depărtează mai mult de valorile-limită corespunzătoare, permise prin temă. Folosind parametrii externi *normați*, definiți prin relațiile :

$$y_i^* = y_i / y_{i\,inf}, \text{ sau } y_i^* = y_{i\,sup} / y_i, \qquad (2)$$

astfel încît valorile lor să fie totdeauna supraunitare și ținînd seama de faptul că acești parametri formează un vector $\vec{y}^* = (y_1^*, y_2^*, \ldots, y_n^*)$, se poate spune că proiectantul e tentat să urmărească obținerea unui modul cît mai mare al vectorului $\vec{y}^*$ numit deci și *vectorul performanțelor*. Pentru *beneficiar*, depărtarea de valorile limită ale parametrilor externi nu prezintă o aceeași importanță pentru oricare dintre ei. Interesul beneficiarului se exprimă, deci, printr-un set de coeficienți ρ_i nenegativi, privitori la parametrii externi y_i, care satisfac condiția de normare $\sum_{i=1}^{n} \rho_i = 1$ și formează un vector $\vec{\rho} = (\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_n)$, numit *vectorul priorităților*. O funcție-criteriu de compromis se poate construi formînd produsul scalar dintre vectorul priorităților și vectorul performanțelor :

$$Q(\vec{y}) = \sum_{i=1}^{n} \rho_i y_i^*, \qquad (3.a)$$

care reprezintă media *aritmetică* ponderată a componentelor vectorului performanțelor, coeficienții de ponderare fiind componentele vectorului priorităților. Uneori se folosește o expresie a funcției-criteriu de compromis, obținută cu produsul scalar al vectorilor $\vec{\rho}$ și $\overrightarrow{\ln y^*} = (\ln y_1^*, \ln y_2^*, \ldots, \ln y_n^*)$:

$$Q(\vec{y}) = \prod_{i=1}^{n} y_i^{*\,\rho_i}, \qquad (3.b)$$

care reprezintă *media geometrică* ponderată a componentelor vectorului $\vec{y}^*$, coficienții de ponderare fiind componentele vectorului $\vec{\rho}$.

Realizabilitatea unei teme de proiectare e asigurată dacă există un proiect posibil, iar *corectitudinea* ei are loc dacă funcția-criteriu este mărginită pe domeniul de existență al proiectelor posibile. Realizabilitatea împreună cu corectitudinea unei teme de proiectare constituie condițiile necesare și suficiente de existență a unui proiect optimal. De aceea, trebuie ca proiectantul să verifice îndeplinirea lor cît mai curînd posibil, pentru a putea face din vreme și de comun acord cu beneficiarul, corecțiile eventuale ale temei de proiectare.

4. Activitatea de concepție

De calitatea ideilor noi, elaborate fără prezența unui algoritm, în vederea rezolvării unor probleme, adică de munca de creație pe care o constituie o concepție de calitate, depind în primul rînd eficiența producției materiale și abia în al doilea rînd calitatea execuției, motiv pentru care concepția are prioritate economică față de alte activități de producție.

Desfășurarea activității de concepție are loc în etape, o structură posibilă, constatată în mai multe cazuri, fiind următoarea: pregătirea activității, inocularea ideii, incubarea ideii, iluminarea și perfectarea concepției. Pregătirea activității implică acumularea de cunoștințe, perfecționarea calificării profesionale și formularea adecvată a problemei de rezolvat. Ideea se inoculează prin concentrarea efortului intelectual în direcția găsirii soluției, în timp ce incubarea ideii se realizează prin repaus intelectual sau prin abordarea unei alte probleme, avînd un caracter diferit. Iluminarea consistă în apariția bruscă a ideii căutate, iar perfectarea concepției se înfăptuiește prin îmbunătățirea continuă a ideii în cauză.

Nu este obligatoriu ca cele cinci etape enumerate mai înainte să se succeadă riguros, în această ordine temporală, inocularea ideii putînd fi iterată cu incubarea ei, sau cu pregătirea activității. Pentru efectuarea cu succes a muncii de concepție este însă necesar ca toate etapele ei componente să aibă condiții de desfășurare corespunzătoare. Dacă timpul acordat pregătirii activității, inoculării ideii sau incubării ei nu este suficient, e puțin probabil ca ideile să aibă valoare mare.

Principala frînă în efectuarea concepției o constituie *inerția psihologică* sau prejudecata, adică ignorarea tuturor posibilităților, cu excepția primei întîlnite. Inerția psihologică e mare în condițiile unor termene de proiectare scurte și în prezența unor stări de încordare psihică.

Concepția poate fi însă stimulată folosind metode adecvate, cum sînt: metoda analizei morfologice, metoda inversiunii, metoda empatiei, metoda analogiei, metoda sinectică, metoda Delphi etc. Pentru obținerea unor idei cît mai bune, prin oricare din metodele enumerate trebuie să se țină seama de existența următoarelor principii: 1) probabilitatea de apariție a ideilor bune crește odată cu numărul de idei emise; 2) numărul de idei emise poate fi sporit prin antrenamente de utilizare a metodelor de stimulare a concepției; 3) orice apreciere făcută imediat după apariția unei idei inhibă emiterea altora.

Cea mai bine elaborată este *metoda analizei morfologice*. Ea consistă în generarea sistematică a tuturor soluțiilor izomorfe posibile ale unei probleme, prin parcurgerea succesivă a următoarelor etape: definirea morfologică completă a obiectului considerat, cu evidențierea parametrilor săi esențiali, enumerarea stărilor independente posibile ale acestor parametri, generarea soluțiilor posibile ca combinații distincte ale stărilor independente ale parametrilor esențiali — și selectarea soluțiilor utilizabile. Plecînd de la definiția morfologică completă a unui obiect, se construiește, deci, un spațiu avînd ca dimensiuni parametrii esențiali ai obiectului și ca repere echidistante stările independente posibile ale acestor parametri. Intersectînd hiperplanurile ce conțin repere și sînt ortogonale pe axele parametrice, se obțin puncte ce reprezintă soluții posibile ale problemei în cauză. Numărul total al acestor puncte și, deci, al tuturor soluțiilor izomorfe posibile este egal cu produsul numerelor reperelor plasate pe axele parametrice.

5. Analiza inginerească

Variantele posibile ale soluției unei probleme tehnice de proiectare de sisteme se studiază în timp util și cu cheltuieli admisibile prin *analiza inginerească*, care consideră comportarea lor globală din punctul de vedere al calității și costului serviciilor asigurate la beneficiar. Analiza fiecărei din aceste variante se încheie printr-un anumit *rezultat*, obținut prin calcul sau experiment și dat printr-un număr ce se atașează variantei, astfel încît variantele să poată fi ordonate după aceste numere și să se poată selecta varianta de adoptat ca soluție. Structura tipică a analizei inginerești a unei probleme de proiectare, formulate convenabil, cuprinde construirea modelului matematic al obiectului de proiectat, rezolvarea problemei matematice corespunzătoare de optimizare și realizarea și încercarea prototipului.

6. Activitatea de decizie

Adoptarea unei decizii e totdeauna o problemă de compromis și presupune existența mai multor variante de soluție, care sînt supuse unor restricții tehnice și economice. Pregătirea deciziei este făcută în cadrul analizei inginerești, iar în cazul unor situații complexe e posibil ca ea să nu îndeplinească cerințele procesului decizional. În asemenea cazuri decizia se adoptă cu asumarea riscului și un bun inginer este cel ale cărui decizii se dovedesc ulterior bune.

Procesul de decizie se poate formaliza în cazul sistemelor tehnice cu modele matematice cunoscute. Astfel, fie m numărul de parametri interni ai sistemului și n numărul de parametri externi ai săi. În general, numărul m e mai mare decît numărul n și relațiile de legătură din modelul matematic fac ca unui vector $\vec{y} \in Y$ să-i corespundă mai mulți vectori $\vec{x}^p \in X$, numiți *vectori-proiect posibil* și situați într-un domeniu $x^p \subset X$. Dintre aceștia trebuie selectat vectorul $\vec{x}_0^p$ numit *vector-proiect optimal*, care asigură valoarea optimă a funcției-criteriu $Q(\vec{x})$, adică e cel mai bun după criteriul considerat. Deci, adoptarea deciziei privind soluția tehnică corespunzătoare cerințelor formulate de benefi-

ciar consistă în selecția celui mai bun dintre proiectele posibile și se face rezolvînd problema :

$$\underset{\vec{x} \in X^p}{\text{optim}}\, Q(\vec{x}) = Q(\vec{x}_0^p) \text{ cu } X^p = \{D_x(\vec{x}) \cap D_y(\vec{x})\}, \tag{4}$$

care este tipică pentru disciplina numită programare matematică, unde se studiază rezolvarea problemelor de extremum cu restricții exprimate și prin inegalități.

7. Documentația tehnică

Mijlocul principal de conducere a efortului de realizare a unui sistem tehnic îl constituie documentația elaborată de proiectant. Ea asigură comunicarea proiectantului cu realizatorul proiectului, în vederea fabricării și încercării obiectului în cauză și furnizează informații privind regulile de utilizare și întreținere ale acestuia.

O documentație de bună calitate trebuie să fie completă, corectă și clară pentru a putea fi utilizată și în lipsa autorilor ei. Ea trebie redactată modular, de la general la particular, într-o formă care să permită realizarea ușoară a modificărilor impuse de ivirea în producția de serie și în exploatarea a unor aspecte neprevăzute. Respectarea standardelor și normelor în vigoare, care privesc conținutul și forma documentației tehnice, este evident obligatorie.

8. Fazele procesului de proiectare

În figura 1 este prezentat graful unui proces de proiectare a unui sistem tehnic. Strategia elaborării acestui graf are la bază considerentele prezentate în paragrafele anterioare, fără a fi însă determinată univoc de acestea, proiectantul avînd astfel posibilitatea corectării ei în vederea optimizării procésului de proiectare. Operațiile de proiectare sînt simbolizate prin cercuri numerotate, iar ordinea impusă de relațiile de precedență — prin arce orientate, succesiunea operațiilor fiind astfel determinată. Operațiile la realizarea cărora se pot folosi calculatoare electronice sînt indicate prin săgeți, iar algoritmii suplimentari, ce pot fi utilizați în aceste cazuri, sînt simbolizați prin dreptunghiuri. Există și operații la realizarea cărora proiectantul poate participa doar în calitate de consultant și marcarea acestora se face cu un chenar dreptunghiular, realizat cu linie punctată. Operațiile finale ale fazelor de proiectare sînt marcate cu cercuri duble.

Procesul de proiectare prezentat în figura 1 este alcătuit din următoarele operații componente :

1 — întocmirea listei parametrilor externi și a restricțiilor impuse lor ;

2 — construirea funcției-criteriu ;

3 — verificarea realizabilității și a corectitudinii temei de proiectare ;

4 — generarea variantelor structurale posibile ale soluției ;

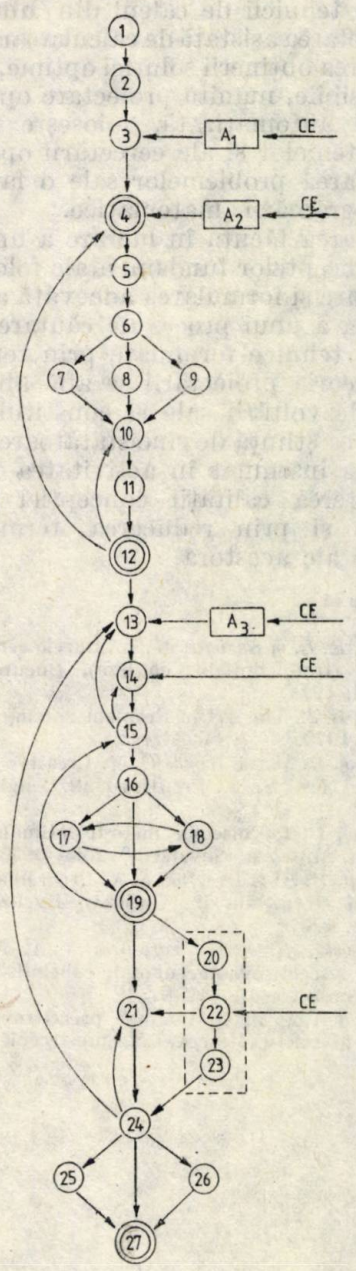


Fig. 1. Graful unui proces de proiectare al unui sistem tehnic.

5 — analiza inginerească a variantelor ;

6 — selectarea variantei structurale optime (optimizarea discretă) ;

7 — prezentarea soluției, elaborarea în detaliu a structurii ei și analizarea posibilităților de brevetare ;

9. Concluzii

Proiectarea s-a constituit în prezent ca știință tehnică separată. Acest fapt a fost impus de creșterea complexității obiectelor tehnice de proiectat și de cerința reducerii termenelor de proiectare și a fost sprijinit de progresul spectacular al tehnicii de calcul din ultimii 25 de ani. Proiectarea asistată de calculatoare electronice în vederea obținerii soluției optime, dintre cele tehnic posibile, numită proiectare optimală sau proiectare automatizată, folosește metodele teoriei sistemelor și ale cercetării operaționale, iar rezolvarea problemelor sale o face cu ajutorul programării matematice.

Prezentarea făcută în lucrare a urmărit precizarea conceptelor fundamentale folosite astăzi în proiectare și formularea adecvată a structurii acesteia ca a unui proces de căutare a soluției problemei tehnice formulate prin tema de proiectare. Teoria proiectării se află abia la începuturile dezvoltării sale și constituirea sa sistematică, ca știință de sine stătătoare, va marca un progres însemnat în activitatea industrială prin creșterea calității concepției produselor proiectate și prin reducerea termenelor de proiectare ale acestora.

Bibliografie

[1] *Ackoff, R. L.* și *Sasieni, M. W.* Bazele cercetării operaționale (trad. din lb. engleză), București, Editura tehnică, 1975.

[2] *Ackoff, R. L.* The Art of Problem Solving, N.Y., John Wiley, 1978.

[3] *Alger, J. R. M.* și *Hays, C. V.* Creative Synthesis in Design. New York, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1964.

[4] *Batișcev, D. I.* Poiscovie metodî optimalnovo proectirovania. Moscova, Sovetscoe radio, 1975.

[5] *Bellman, R. E.* și *Dreyfus, S. E.* Programarea dinamică aplicată (trad. din lb. engleză), București, Editura tehnică, 1967.

[6] *Berdicevski, L. D.* și *Marcenco, V. A.* Avtomatizirovannoe proectirovanie sudovih cabelnih setei. Leningrad, Sudostroenie, 1978.

[7] *Dabaghian, A. V.* Optimalnoe proectirovanie mașin i slojnih ustroistv. Moscova, Mașinostroenie ; 1979.

[8] *Dixon, J. R.* Design Engineering : Inventiveness, analysis and decision making. New York, McGraw-Hill, 1966.

[9] *Fursov, S. P.* (red.). Optimalnoe proectirovanie asinhronnih vzrivozașcișcennih dvigatelei. Cbișinău, Știința, 1980.

[10] *Gemintern, V. I.* și *Kagan, B. M.* Metodî optimalnovo proectirovania, Moscova, Energia, 1980.

[11] *Ghermeier, I. B.* Introducere în teoria cercetării operaționale, (trad. din lb. rusă), București, Editura tehnică, 1973.

[12] *Gibson, J. E.* Introduction to Engineering Design, New York, Holt, Rinehart and Winston, 1968.

[13] *Gigch, J. P.* van. Applied General Systems Theory. New York, Harper & Row, 1978.

[14] *Gloriozov, E. L., Ssorin V. G.* și *Sipciuk, P. P.* Vvedenie v avtomatizațiu shemotehnicescovo proectirovania, Moscova, 1976.

[15] *Krick, E. V.* An introduction to Engineering and Engineering Design. New York, John Wiley, 1965.

[16] *Mihalevici, V. S.* (red.). Vicislitelnie metodî vibora optimalnih proectnih reșenii. Kiev, Naucova dumca, 1977.

[17] *Mischke, C. R.* An Introduction to Computer-Aided Design. Englewood Cliffs, New York, Prentice-Hall, 1968.

[18] *Norenkov, I. P.* Vvedeniev avtomatizirovannoe proectirovanie tehniceskih ustroistv i sistem, Moscova, Visșaia școla, 1980.

[19] *Okunev, Iu. B.* și *Plotnikov, V. G.* Principi sistemnovo podhoda k proectirovaniiu v tehnike sviazi. Moscova, Sviazi, 1976.

[20] *Petrenko, A. I.* Osnovî avtomatizații proectirovaniia Kiev, Tehnika, 1982.

[21] *Polovinkin, A. I.* (red.). Avtomatizațiia poiscovovo construirovaniia. Moscova, Radio i sviazi, 1981.

[22] *Sielicki, A.* și *Jeleniewski, T.* Elementy metodologi projektowania technicznego. Warszawa, Wydawnictwia Naukowo—Techniczna, 1980.

[23] *Tișcenko, N. M.* Vvedenie v proectirovania slojnih sistem avtomatiki, Moscova, Energbia, 1976.

[24] *Vasilescu, P.* și *Dunca, V.* Proiectarea sistemelor informatice, București, Editura tehnică, 1979.

[25] *Wagner, H. M.* Principles of Operations Research. New York, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1969.

[26] *Wilson, W. E.* Concepts of Engineering System Design. New York, McGraw-Hill, 1965.

[27] *Woodson, T. T.* Introduction to Engineering Design. New York, McGraw-Hill, 1966.

[28] *Wilde, D. J.* Globally Optimal Design. New York John Wiley, 1978.

CZ 621.3.07

GIROMOTOR
MICROMOTOR
REGIM TRANZITORIU

Unele considerații privind analiza regimului tranzitoriu al giromotoarelor electrice

IOAN ARON, VIRGIL RACICOVSCHI, TUDOR URSU* — BUCUREȘTI

1. Introducere

Giromotoarele electrice constituie o clasă de servomotoare electrice speciale care prezintă o serie de particularități constructive și funcționale față de mașinile electrice clasice. Una din aceste particularități, care influențează și performanțele aparatului în structura căruia intră giromotorul este timpul de pornire. Dacă la un motor echivalent ca tip, putere și turație, timpul de pornire se reduce, în general, la maximum cîteva secunde sau zecimi de secundă, giromotoarele au timpi de pornire de ordinul zecilor sau chiar sutelor de secunde. Durata mare de lansare se explică, în principal, prin prezența unui moment de inerție relativ foarte mare, datorat soluției constructive specifice a giromotoarelor, soluție impusă de destinația acestor mașini. De asemenea, o influență importantă mai au și cuplurile de frecări aerodinamice și cel al forțelor de frecare în lagăre, care, spre deosebire de cazul mașinilor clasice, nu mai pot fi neglijate, acestea constituind chiar cuplurile rezistente în regim nominal pentru giromotor.

2. Analiza regimului tranzitoriu

Studiul simplificat al regimului tranzitoriu al motoarelor de curent alternativ pleacă de la o serie de premise simplificatoare, dintre care cea mai importantă se referă la inductivitățile proprii și mutuale pe care le consideră constante, ceea ce, în cazul studiat, reprezintă o aproximație ce conduce la anumite erori de calcul.

În cele ce urmează se va face o analiză a regimului tranzitoriu, pornind de la modelul unei mașini electrice trifazate, cu armături cilindrice, nesaturată, pentru care poate fi aplicat principiul suprapunerii efectelor. Pe stator se dispun trei înfășurări identice cu distribuție sinusoidală defazate cu $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{3}$ radiani (fig. 1), introduse în crestături de lățime infinit mică. Înfășurarea rotorică se echivalează cu două înfășurări în cuadratură, plasate pe axele de simetrie rotorice d și q. Axa d se află la un moment dat la un unghi θ față de armătura statorică. Cîmpul magnetic în intrefierul mașinii are o distribuție spațială sinusoidală și se neglijează pierderile în fier.

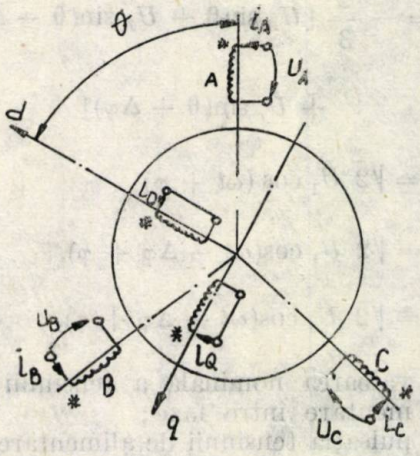


Fig. 1. Modelul mașinii asincrone trifazate.

Pornind de la ecuațiile lui Parck, scrise în cazul unui motor trifazat alimentat de la un sistem de tensiuni trifazat simetric cu nul izolat, care exclude componenta homopolară, se obține [1]:

$$\begin{array}{|c|c|}\hline d & u_d \\ \hline q & u_q \\ \hline D & \\ \hline Q & \\ \hline \end{array} =$$

$$= \begin{array}{|c|c|c|c|}\hline d & q & D & Q \\ \hline R+\sigma L_d & -\dot{\theta}L_q & \sigma L_{dD} & -\dot{\theta}L_{qQ} \\ \hline \dot{\theta}L_d & R+\sigma L_q & \dot{\theta}L_{dD} & \sigma L_{qa} \\ \hline \frac{3}{2}\sigma L_{dD} & & R_D+\sigma L_D & \\ \hline & \frac{3}{2}\sigma L_{qQ} & & R_Q+\sigma L_Q \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{|c|}\hline i_d \\ \hline i_q \\ \hline i_D \\ \hline i_Q \\ \hline \end{array} \qquad (1)$$

* Col. dr. ing. *Aron, I.* — Academia Militară — București; ing. *Racicovschi, V.* și ing. *Ursu, T.* — ICPE — București.

unde:

$$u_d = \frac{2}{3}[U_A \cos\theta + U_B \cos(\theta - \Delta\varphi) + U_C \cos(\theta + \Delta\varphi)],$$

$$u_q = -\frac{2}{3}[U_A \sin\theta + U_B \sin(\theta - \Delta\varphi) + U_c \sin(\theta + \Delta\varphi)]$$

$$U_A = \sqrt{2}\, U_1 \cos(\omega t + \varphi)$$

$$U_B = \sqrt{2}\, U_1 \cos(\omega t - \Delta\varphi + \varphi),$$

$$U_C = \sqrt{2}\, U_1 \cos(\omega t + \Delta\varphi + \varphi),$$

U_1 — valoarea nominală a tensiunii de alimentare între faze;
ω — pulsaţia tensiunii de alimentare;
φ — unghiul tensiunii fazei A la cuplarea alimentării;

$\sigma = \frac{d}{dt}$ — operatorul de derivare;

L_d, L_q, L_{dD}, L_{qQ}, R, R_D, R_Q — inductivităţile proprii şi mutuale şi rezistenţele de pe cele două axe de simetrie d şi q.

Sistemul de ecuaţii (1) este un sistem de ecuaţii diferenţiat de gradul I neliniare deoarece atît curenţii, cît şi inductivităţile variază în timp, respectiv funcţie de poziţia rotorului. Printr-o transformare adecvată sistemului poate fi liniarizat. Pentru aceasta se foloseşte matricea de transformare:

$$|c| = \frac{2}{3} \cdot$$

a	b	c	D	Q	
$\cos\theta$	$\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	—	—	d
$-\sin\theta$	$-\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$-\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	—	—	q
			$\frac{3}{2}$	—	D
				$\frac{3}{2}$	Q

Pentru o şi mai mare simplificare se poate recurge la raportarea mărimilor, adoptînd o serie de mărimi de bază astfel:

$U_b = \sqrt{2}\, U_1$, $I_b = \sqrt{2}\, I_1$, $Z_b = \frac{U_b}{I_b}$ pentru stator şi:

$I_{Db} = \sqrt{2}\, I_D$, $I_{Qb} = \sqrt{2}\, I_Q \cdot Z_{Db} = \frac{3}{2} Z_b\, (I_b/I_{Db})^2$,

$$Z_{Qb} = \frac{3}{2} Z_b (I_b/I_{Qb})^2,$$

pentru rotor.

$$M_b = \frac{\frac{3}{2} p\, U_b I_b}{\omega_b}$$ — cuplul de bază,

unde: p este numărul de perechi de poli; $\omega_b = \omega$ — pulsaţia de bază.

Cu mărimile de bază se pot rescrie ecuaţiile (1), utilizînd în locul inductivităţilor reactanţele;

$$\begin{array}{c|c} d & \bar{u}_d \\ q & \bar{u}_q \\ D & \\ Q & \end{array} =$$

d	q	D	Q
$r + \bar{\sigma} x_d$	$-v x_q$	$\bar{\sigma} x_{dD}$	$v x_{qQ}$
$v x_d$	$r + \bar{\sigma} x_q$	$v x_{dD}$	$\bar{\sigma} x_{qQ}$
$\bar{\sigma} x_{dD}$		$r_D + \bar{\sigma} x_D$	
	$\bar{\sigma} x_{qQ}$		$r_Q + \bar{\sigma} x_Q$

$$\cdot \begin{array}{|c|} \hline \bar{i}_d \\ \hline \bar{i}_q \\ \hline \bar{i}_D \\ \hline \bar{i}_Q \\ \hline \end{array}, \qquad (2)$$

unde: $v = \frac{1}{\omega_b}\dot{\theta}$ este viteza raportată a armăturii mobile;

$\bar{\sigma} = \frac{d}{d\tau} = \frac{1}{\omega b} \cdot \frac{d}{dt}$ — operator de derivare raportat;

$\tau = \omega_b$ — timp sincron adimensional.

Sistemul (2) se mai poate scrie sub forma:

$$|\bar{u}| = |B| \cdot |\bar{i}| + \bar{\sigma} |D| \cdot |i|, \qquad (3)$$

unde:

$$|\bar{u}| = \begin{vmatrix} \bar{u}_d & d \\ \bar{u}_q & q \\ & D \\ & Q \end{vmatrix}, \quad |\bar{i}| = \begin{vmatrix} \bar{i}_d & d \\ \bar{i}_q & q \\ \bar{i}_D & D \\ \bar{i}_Q & Q \end{vmatrix},$$

$$|B| = \begin{vmatrix} r & -vx_q & & vx_{qQ} & d \\ vx_d & r & v_{dD} & & q \\ & & r_D & & D \\ & & & r_Q & Q \end{vmatrix},$$

$$|D| = \begin{array}{c|cccc} & d & q & D & Q \\ \hline d & x_d & & x_{dD} & \\ q & & x_q & & x_{qQ} \\ D & x_{dD} & & x_D & \\ Q & & x_{qQ} & & x_Q \end{array}$$

sau:

$$\bar{\sigma}|\bar{i}| = |D|^{-1} \cdot \{|\bar{u}| - |B| \cdot |\bar{i}|\}. \qquad (4)$$

Pentru calculul, în fiecare moment, al curenților și cuplului electromagnetic, se completează ecuațiile (4) cu ecuațiile de echilibru dinamic și de cuplu:

$$\bar{\sigma}v = \frac{m - m_r}{H}, \qquad (5)$$

unde: $H = \dfrac{J\omega_b^3}{\frac{3}{2} p^2 U_b I_b}$ — momentul de inerție raportat,

$$m = (x_d - x_Q)\, \bar{i}_d\, \bar{i}_q + x_{dD}\, \bar{i}_D\, \bar{i}_q - x_{qQ}\, \bar{i}_Q\, \bar{i}_d, \qquad (6)$$

$$m_r = \frac{1}{M_b}\left[K_1(\dot{\theta})^{0,7}\left(\frac{L}{D}\right)^{0,6}(D)^{1,7} + K_2(\dot{\theta})^K \left(\frac{P}{760}\right)^{K_4}\left(1 + K_5\frac{L}{D}\right) D^{K_6} \cdot K_A\right], \qquad (7)$$

unde L, D sînt lungimea, respectiv diametrul exterior, ale volantului; P — presiunea din girocameră K_1 — constantă ce caracterizează forțele de frecare în rulmenți; K_2, K_3, K_4, K_5, K_6 — constante funcție de natura mediului din girocameră, K_A — constantă funcție de forma volantului. Constantele $K_1 \div K_6$ se aleg conform indicațiilor din literatura de specialitate [2].

În ecuația (4) $|D|^{-1}$ este o matrice cu coeficienți constanți ce depind numai de parametrii electrici ai mașinii. $|B|$ este însă o matrice

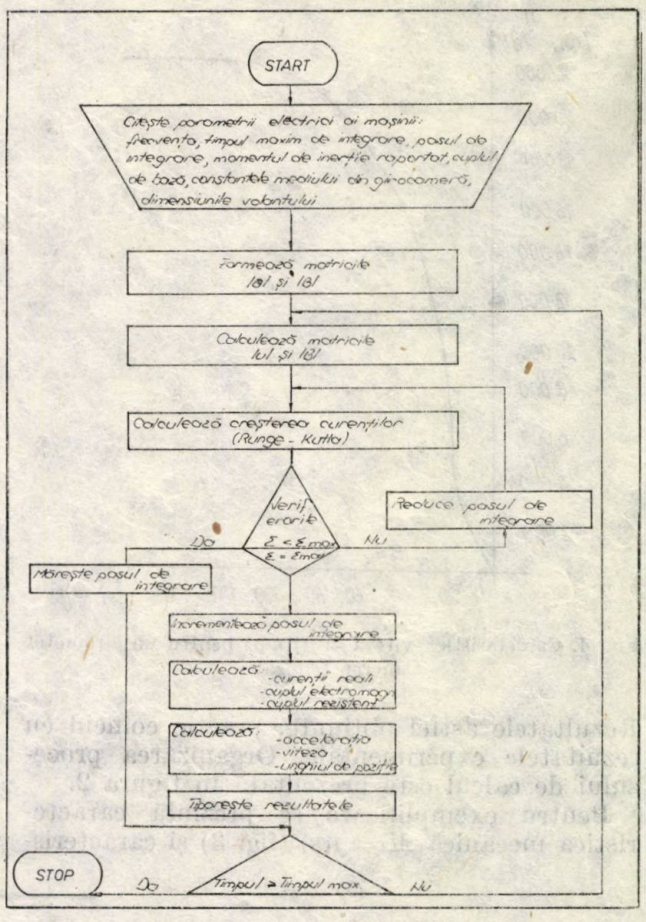


Fig. 2. Organizarea procesului de calcul.

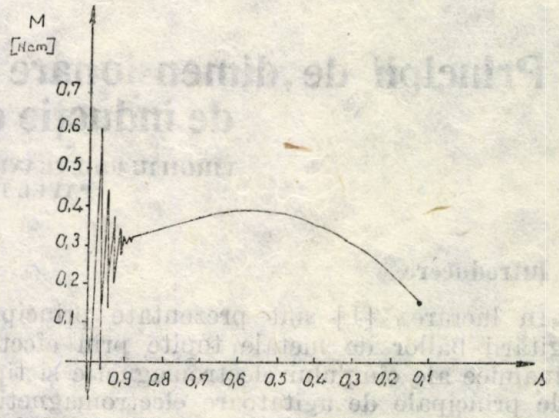


Fig. 3. Caracteristica mecanică $M = f(s)$ pentru un giromotor asincron trifazat.

ce depinde de viteza instantanee raportată, v. Dacă s-ar discuta un regim cu v = const., sistemul de ecuații ar fi liniar și ar putea fi integrat analitic. În cazul regimului tranzitoriu studiat, datorită constantelor de timp mecanice mult mai mari decît cele electrice, sistemul se poate considera, pentru un pas de integrare, ca avînd coeficienți constanți și poate fi integrat prin metode numerice tip Runge-Kutta.

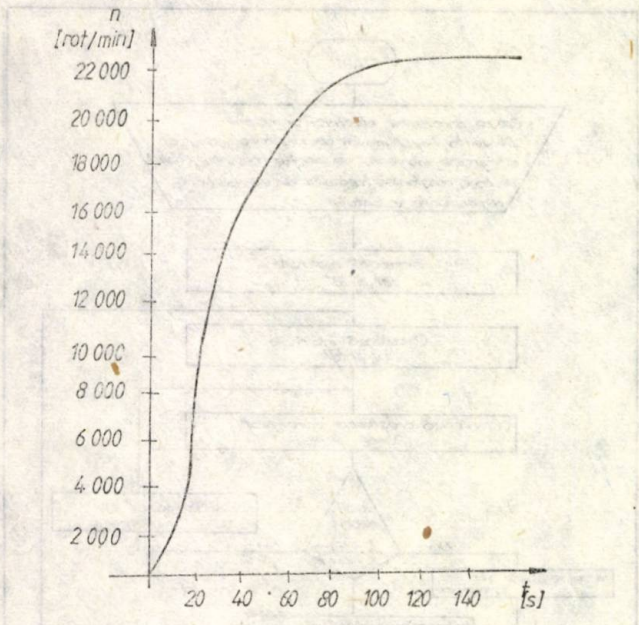


Fig. 4. Caracteristica viteză = f(timp) pentru un giromotor asincron trifazat.

Rezultatele astfel obținute, practic coincid cu rezultatele experimentale. Organizarea procesului de calcul este prezentată în figura 2.

Pentru exemplificare se prezintă caracteristica mecanică $M = f(s)$ (fig. 3) și caracteristica $v = f(t)$, la pornire, (fig. 4) pentru un giromotor asincron trifazat tipic, GM-4 cu următorii parametri: $U_1 = 36$ V; $f = 400$ Hz; $P_1 = 7$ W;

$K = 0{,}4$ Nms; $n = 21\,400$ rot min; $r = 0{,}042$;

$r_D = r_Q = 0{,}6$ $x_d = x_q = 461{,}1$ $x_D = x_Q = 461{,}58$; $x_{dD} = x_{qQ} = x_m = 461$.

Caracteristica mecanică prezintă caracterul oscilant al cuplului electromagnetic în primele momente de la pornire, datorat regimului tranzitoriu electric. Masa mare a volantului ce trebuie accelerată determină un timp de pornire foarte lung, aproximativ 100 s pentru un moment de inerție raportat H = = 88 000. Caracteristica mecanică este puțin rigidă, valoarea mare a alunecării critice explicîndu-se printr-o rezistență rotorică suficient de mare pentru asigurarea timpului de pornire impus.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Mașini electrice speciale pentru sisteme automate, București, Editura tehnică, 1981.

[2] *Delectorskii, P. A.* Proectirovanie ghiroscopiceskih electrodvigatelei. Izd. Mașinostroenie, Moskva, 1978

CZ 621.313:538.4

AGITARE ELECTROMAGNETICĂ
METALE TOPITE
DIMENSIONARE

Principii de dimensionare a agitatoarelor electromagnetice de inducție cu cîmp progresiv

VIRGILIU FIREȚEANU, ION VÎRCOLACU, VOICU BRABIE, PAVEL TOBOC* — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrarea [1] sînt prezentate principiile agitării băilor de metale topite prin efectele dinamice ale cîmpului electromagnetic și tipurile principale de agitatoare electromagnetice. Cele mai reprezentative aplicații industriale și tendințele în acest domeniu se bazează pe utilizarea agitatoarelor liniare cu cîmp progresiv. Acestea pot fi plane sau cilindrice, în funcție de configurația incintei cu metal lichid și de cerințele de agitare impuse de procesele tehnologice de elaborare, omogenizare, aliere, purificare etc., a băii.

* Dr. ing. *Firețeanu, V.*, dr. ing. *Vîrcolacu, I.*, dr. ing *Brabie, V.*, dr. ing. *Toboc, P.* — Institutul Politehnic — București.

Pornind de la definirea parametrilor pătrunderii cîmpului electromagnetic progresiv în medii conductoare masive, fenomen care caracterizează funcționarea agitatoarelor liniare de inducție, se prezintă în această lucrare criterii și elemente specifice de dimensionare a acestor dispozitive de conversie magnetohidrodinamică a energiei.

1. Bazele teoretice ale agitării electromagnetice prin inducție în cîmp electromagnetic progresiv plan-paralel

În ipoteza neglijării efectelor de margine longitudinal și transversal, determinate de dimensiunile finite ale inductorului, cîmpul electromagnetic progresiv în agitatorul liniar plan

de inducție este plan-paralel, fiind funcție, în afara variabilelor specifice undei progresive a solenației inductoare (coordonata în sensul deplasării undei și variabila timp), doar de coordonata în direcție perpendiculară pe inductor.

Se prezintă în cele ce urmează modele ale pătrunderii cîmpului progresiv plan-paralel, cu aplicație la dimensionarea agitatorului plan și soluția ecuației dinamicii mediului conductor lichid sub acțiunea forței electromagnetice de antrenare.

1.1. Pătrunderea cîmpului progresiv în semispațiul conductor

Pe suprafața $z = 0$, figura 1, a semispațiului conductor >0, se consideră cunoscută unda progresivă a păturii de curent inductoare, de forma:

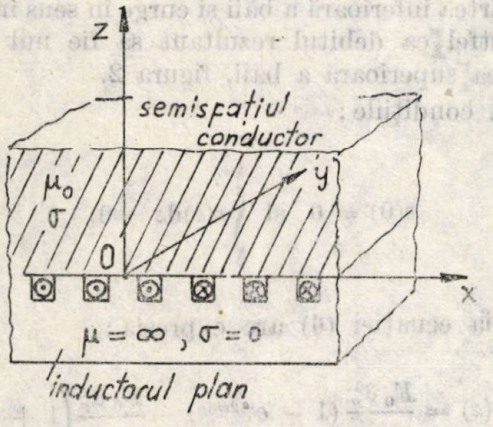


Fig. 1

$$J_s = J_{sm}\cos(\omega t - \alpha x) = \frac{\sqrt{2}\, m w k_w J}{p\tau} \cdot \cos(\omega t - \alpha x),\ \omega = 2\pi f,\ \alpha = \pi/\tau, \tag{1}$$

orientată după axa Oy; inductorul are p perechi de poli, pasul polar τ, o înfășurare m-fazată cu w spire pe fază, parcursă de curentul I (k_w este factorul de înfășurare). Miezul magnetic ideal ($\mu = \infty$, $\sigma = 0$) al inductorului ocupă semispațiul $z<0$.

Amplitudinile complexe ale componentelor inducției și densității curentului indus în semispațiu, au expresiile:

$$B_{xm} = \mu_0 J_{sm} e^{-\underline{\lambda} z},\ B_{zm} = -\frac{j\alpha\mu_0 J_{sm}}{\underline{\lambda}} e^{-\underline{\lambda} z},\quad I_m = -\frac{js\omega\mu_0\sigma J_{sm}}{\underline{\lambda}} e^{-\underline{\lambda} z}. \tag{2}$$

Mediul conductor, denumit indus, este nemagnetic ($\mu = \mu_0$), are conductivitatea electrică σ și se deplasează față de inductor cu viteza $v = (1 - s)\omega/\alpha$, în lungul axei Ox, figura 1 (s este alunecarea indusului, $s = (v_s - v)/v_s$, $v_s = 2f\tau$).

Mărimea complexă $\underline{\lambda}$, care caracterizează pătrunderea cîmpului în semispațiu, se determină cu relațiile:

$$\underline{\lambda} = m + jn,\ m = \alpha\sqrt{\frac{\sqrt{1+\varepsilon^2}+1}{2}},\quad n = \alpha\sqrt{\frac{\sqrt{1+\varepsilon^2}-1}{2}},\ \varepsilon = \frac{s\,\omega\mu_0\sigma}{\alpha^2}. \tag{3}$$

Adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic progresiv în semispațiu:

$$\delta_p = \frac{1}{m} = \frac{1}{\alpha}\sqrt{\frac{2}{\sqrt{1+\varepsilon^2}+1}}, \tag{4}$$

este funcție de parametrul adimensional ε — denumit numărul Reynolds magnetic și de α. Așadar, difuzia cîmpului electromagnetic în semispațiu este funcție atît de frecvența cîmpului și de proprietățile magnetice și electrice (μ_0, σ) ale mediului, cît și de pasul polar al inductorului trifazat cu cîmp progresiv [1].

Valorile medii în timp ale celor două componente ale densității forței electromagnetice au expresiile:

$$f_x = \frac{1}{2}\alpha\mu_0 J_{sm}^2 \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} e^{-2z/\delta_p},\quad f_z = \frac{1}{2} n\,\mu_0 J_{sm}^2 \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} e^{-2z/\delta_p}. \tag{5}$$

Pentru $\varepsilon \gg 1$ componenta de comprimare a semispațiului, f_z, este mai mare decît componenta de antrenare a mediului conductor de $\sqrt{(\varepsilon-1)/2}$ ori, iar dacă $\varepsilon \ll 1$ componenta f_z este neglijabilă în raport cu f_x. Pentru $\varepsilon = 2\sqrt{2}$ cele două componente au valori egale.

Prin integrarea funcțiilor (5) de la $z = 0$ la $z = \infty$ se obțin componentele forței totale F_x, F_z (în ipoteza unui indus solid) asupra unui volum din semispațiul delimitat de o suprafață de arie unitate în planul xOy, figura 1. Un calcul simplu arată că forța electromagnetică de antrenare, F_x, este maximă pentru valoarea numărului Reynolds magnetic $\varepsilon_\sigma = \sqrt{3}$. Această valoare poate constitui un criteriu de optim în dimensionarea agitatoarelor plane de inducție.

Pentru a apropia modelul de mai sus, figura 1, de configuraţia reală a unui agitator plan, se consideră că inductorul se află la o anumită distanţă a de suprafaţa semispaţiului conductor. În aceste condiţii, forţa de antrenare a unui volum din semispaţiu, delimitat de o arie unitate în planul xOy, fig. 1, are expresia:

$$F_x = \frac{\mu_0 J_{sm}^2 \varepsilon}{2\frac{m}{\alpha}\left[(\sqrt{1+\varepsilon^2}+1)\,\mathrm{ch}2\alpha a + 2\frac{m}{\alpha}\,\mathrm{sh}\,2\alpha a + (\sqrt{1+\varepsilon^2}-1)\right]}. \quad (6)$$

Valorile optime ale numărului Reynolds magnetic — pentru care forţa F_x este maximă — depind în acest caz de raportul dintre distanţa inductor-baie şi pasul polar, adică de parametrul $\alpha a = \pi a/\tau$; odată cu creşterea mărimii αa, creşte şi ε_o, tabelul 1. Relaţia (6)

Tabelul 1

αa	0	0,5	1,0	1,4	1,6	2,0	4,0
ε_τ	1,73	2,66	3,4	3,66	3,8	4,04	4,1

arată că pentru ε dat, forţa electromagnetică nu se modifică dacă odată cu creşterea distanţei dintre inductor şi baie se menţine constant raportul a/τ, adică, dacă creşte în mod proporţional pasul polar. Dependenţa $\varepsilon_o(\alpha a)$, tabelul 1, reprezintă o corelaţie între mărimile a, τ şi f ale agitatorului optim dimensionat.

1.2. Antrenarea metalului topit într-o baie întinsă sub influenţa cîmpului electromagnetic progresiv

Fie o baie de metal topit între planele $z = 0$ şi $z = b$, figura 2, infinit extinsă după direcţiile Ox şi Oy. Se consideră că lichidul este antrenat într-o curgere laminară, respectiv că vectorul viteză este orientat după axa Ox.

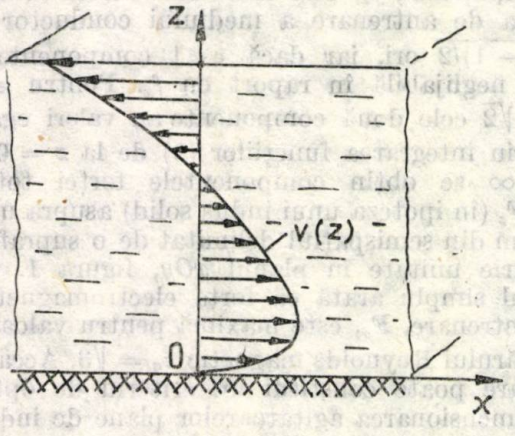


Fig 2

Echilibrul dinamic local al metalului topit presupune egalitatea dintre forţa electromagnetică şi forţa de vîscozitate. Proiecţia ecuaţiei Navier-Stokes, în regimul staţionar, după direcţia de antrenare a metalului topit exprimă acest echilibru prin ecuaţia:

$$-\rho\nu\frac{\mathrm{d}^2 v}{\mathrm{d}z^2} = f_x, \quad (7)$$

ρ, ν fiind respectiv densitatea şi vîscozitatea metalului lichid, $v(z)$ funcţiunea de variaţie a vitezei după coordonata z şi f_x — densitatea forţei electromagnetice — prima relaţie (5).

Cele două constante de integrare ale soluţiei ecuaţiei (7) se determină din condiţia de anulare a vitezei la $z = 0$ şi din condiţia de debit nul în secţiunea determinată de planul zOy în baie. Metalul este antrenat în sensul cîmpului în partea inferioară a băii şi curge în sens invers — astfel ca debitul rezultant să fie nul — în partea superioară a băii, figura 2.

Cu condiţiile:

$$v(0) = 0 \quad \text{şi} \quad \int_0^b v(z)\mathrm{d}z = 0, \quad (8)$$

soluţia ecuaţiei (6) are expresia:

$$v(z) = \frac{F_0\,\delta_p^2}{4\rho\nu}(1 - e^{-2z/\delta p}) - \frac{F_0\,\delta_p^2}{2\rho\nu}\left(1 + \frac{e^{-2b/\delta p} - 1}{2b/\delta p}\right)\frac{z}{b}, \quad (9)$$

unde:

$$F_0 = f_x/e^{-2z/\delta p} = \frac{1}{2}\alpha\mu_0 J_{sm}^2 \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}.$$

Coordonata punctului de extrem al funcţiei $v(z)$ şi valoarea corespunzătoare v_{max}, au expresiile:

$$z_m = \frac{\delta_p}{2}\ln\frac{2b^2/\delta_p^2}{2b/\delta_p + e^{-2b/\delta p} - 1},$$
$$v_{max} = \frac{F_0\,\delta_p^2}{4\rho\nu}\left[\frac{1 - (1 + 2z_m/\delta_p)e^{-2z_m/\delta p}}{2}\right]. \quad (10)$$

Relaţiile (10) fac legătura între mărimile specifice cîmpului şi mediului conductor indus δ_p, α, ε, J_{sm}, adîncimea b a băii, proprietăţile de curgere — ρ, ν şi viteza maximă de antrenare ale metalului lichid.

1.3. Pătrunderea cîmpului electromagnetic progresiv prin plăci conductoare

În multe aplicaţii între inductor şi baia de metal lichid supusă agitării electromagnetice se poate afla un mediu conductor (de exemplu, carcasa metalică a cuptorului sau cristalizorul instalaţiei de turnare continuă). Efectul de ecranare a cîmpului din zona activă este cu atît mai slab cu cît conductivitatea electrică şi permeabilitatea magnetică ale mediului interpus între inductor şi baie au valori mai mici, motiv pentru care în zona de lucru a agitatorului se folosesc aliaje nemagnetice de mare rezistivitate.

Pe baza modelului de calcul din figura 3, constînd dintr-o placă de grosime $a = a_2 - a_1$ în semispaţiul $z \geq 0$, la distanţa $z = a_1$ de su-

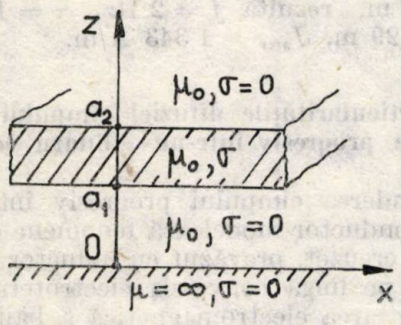


Fig. 3

prafaţa $z = 0$ a inductorului, se studiază efectul de ecranare a cîmpului şi se determină pierderile de putere activă în placă.

Ecranarea cîmpului progresiv în zona $z > a_2$ se caracterizează prin raportul amplitudinilor componentei tangenţiale a inducţiei B_{xm}, în planul $z = a_2$, în prezenţa şi în absenţa plăcii. Dacă J_{sm} este amplitudinea păturii de curent inductoare (în planul $z = 0$), componenta B_{xmo}, în absenţa plăcii, are expresia:

$$B_{xmo} = \mu_0 J_{sm} e^{-\alpha a_2}, \tag{11}$$

iar în prezenţa plăcii se determină cu relaţia:

$$B_{xm} = \frac{\mu_0 J_{sm}}{|\underline{p} - \underline{q}|} e^{-\alpha a_2},$$

unde:

$$\underline{p} = e^{\alpha(a_2 - a_1)} \left[\operatorname{ch}\underline{\lambda} a + \frac{\lambda^2 + \alpha^2}{2\alpha\underline{\lambda}} \operatorname{sh}\underline{\lambda} a \right],$$

$$\underline{q} = e^{-\alpha(a_2 - a_1)} \frac{\alpha^2 - \lambda^2}{2\alpha\underline{\lambda}} \operatorname{sh}\underline{\lambda} a. \tag{12}$$

Factorul de reducere a cîmpului prin prezenţa plăcii are expresia:

$$k_e = B_{xm}/B_{xmo} = 1/|\underline{p} - \underline{q}|. \tag{13}$$

Spre exemplu, pentru $a_2 = 0{,}02$ m, $a_1 = 0{,}01$ m, $\tau = 1{,}214$ m, $\sigma = 5 \cdot 10^6\ \Omega^{-1}\,\mathrm{m}^{-1}$, $f = 2$ Hz, se obţine $k_e = 0{,}96$.

Pentru a considera efectul de ecranare a plăcii, mărimile integrale ale difuziei cîmpului în metalul topit (forţe, puteri), determinate în absenţa plăcii, sînt afectate de pătratul factorului k_e; de exemplu, forţa de antrenare a metalului topit într-un cuptor cu carcasă metalică are expresia definită de relţia (6) multiplicată cu k_e^2.

Puterea activă pe unitatea de suprafaţă a plăcii are expresia:

$$P = \frac{\omega\mu_0 J_{sm}^2}{2\alpha} Real$$

$$\left[\frac{1 + \left(\frac{\alpha^2 + \underline{\lambda}^2}{2\alpha\underline{\lambda}} + \frac{\alpha^2 - \underline{\lambda}^2}{2\alpha\underline{\lambda}} e^{-2\alpha a_1} \right) \operatorname{th}\underline{\lambda} a}{1 + \left(\frac{\alpha^2 + \underline{\lambda}^2}{2\alpha\underline{\lambda}} - \frac{\alpha^2 - \underline{\lambda}^2}{2\alpha\underline{\lambda}} e^{-2\alpha a_1} \right) \operatorname{th}\underline{\lambda} a} \right]. \tag{14}$$

Forţa electromagnetică pe unitatea de suprafaţă a unei băi, avînd adîncimea b, figura 4, situată la distanţa a de inductor, ecranată de o carcasă de grosime c, situată la distanţa a_1 de inductor — se determină cu relaţia [2]:

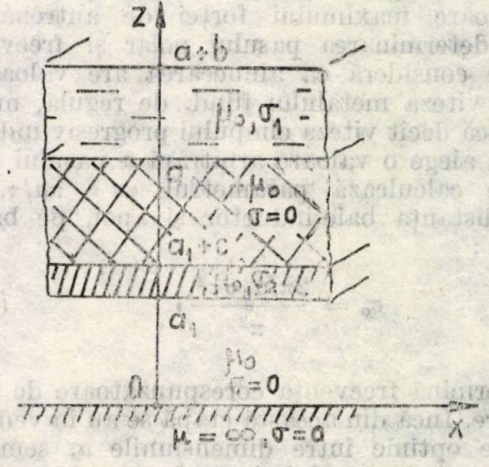


Fig. 4

$$F_x = \frac{\mu_0 J_{sm}^2 \varepsilon_1 (m \cdot \operatorname{sh}2mb + \alpha \cdot \operatorname{ch}2mb + n \sin 2nb - \alpha \cdot \cos 2nb) \sqrt{1 + \varepsilon_2^2}}{4 |\underline{\lambda}_2 \operatorname{ch}\underline{\lambda}_2 c (q \operatorname{sh}\alpha a_1 + \underline{p} \operatorname{ch}\alpha a_1) + \operatorname{sh}\underline{\lambda}_2 c (\alpha \underline{p} \operatorname{sh}\alpha a_1 + \underline{\lambda}_2 \underline{q} \operatorname{ch}\alpha a_1)|^2}, \tag{15}$$

unde m, n au expresiile definite prin relaţiile (3) în funcţie de $\varepsilon_1 = s\omega\mu_0\sigma_1/\alpha^2$ — numărul Reynolds magnetic al metalului topit, $\underline{\lambda}_2 = \alpha\sqrt{1 + j\varepsilon_2}$, unde $\varepsilon_2 = \omega\mu_0\sigma_2/\alpha^2$ este numărul Reynolds al carcasei şi:

$$\underline{p} = e^{\alpha a_2} \left(\frac{\underline{\lambda}_1}{\alpha} \operatorname{ch}\underline{\lambda}_1 b + \operatorname{sh}\underline{\lambda}_1 b \right) + j\varepsilon_1 \operatorname{ch}\alpha a_2 \operatorname{sh}\underline{\lambda}_1 b,$$

$$\underline{q} = \underline{p} - j\varepsilon_1 \operatorname{sh}\underline{\lambda}_1 b \cdot e^{\alpha a_2}; \quad \underline{\lambda}_1 = m + jn. \tag{16}$$

Aplicațiile numerice pun, de asemenea, în evidență existența unui maxim al dependenței $F_x(\varepsilon_1)$ pentru oricare dintre valorile uzuale ale celorlalte mărimi.

2. Determinarea dimensiunilor principale ale agitatorului plan de inducție

Dimensionarea preliminară a unui agitator plan de inducție presupune determinarea dimensiunilor geometrice: pas polar τ, lungime L, lățime l, distanța inductor-baie a frecvenței de alimentare f și a păturii de curent a inductorului, fiind cunoscute conductivitatea electrică σ, densitatea ρ, vîscozitatea ν, temperatura metalului topit și condițiile impuse agitării electromagnetice de procesul tehnologic. Pe baza rezultatelor paragrafelor anterioare se propune următorul algoritm de calcul, cu etapele:

a — determinarea grosimii a, figura 4, a căptușelii refractare a băii, a grosimii c și a proprietăților de difuzie ale carcasei metalice, a distanței a_1, de la inductor la cuptor și a adîncimii b a băii;

b — calculul valorii optime ε_σ a numărului Reynolds magnetic al metalului topit, corespunzătoare maximului forței de antrenare;

c — determinarea pasului polar și frecvenței. Se consideră că alunecarea are valoarea $s = 1$, viteza metalului fiind, de regulă, mult mai mică decît viteza cîmpului progresiv inductor. Se alege o valoare arbitrară a pasului polar, se calculează parametrul $\alpha a = \pi a/\tau$, a fiind distanța baie-inductor și apoi, pe baza relației:

$$\varepsilon_\sigma = \frac{2\pi f \mu_0 \sigma \tau^2}{\pi^2}, \qquad (17)$$

se determină frecvența corespunzătoare de alimentare. Încă din această etapă se au în vedere relațiile optime între dimensiunile a, semilățimea l a inductorului și pasul polar [3]:

$$a : l : \tau = 1 : (1{,}6 \ldots 2) : (4 \ldots 4{,}5), \qquad (18)$$

pentru putere reactivă minimă a inductorului, respectiv:

$$a : l : \tau = 1 : 2{,}5 : 6, \qquad (19)$$

pentru pierderi minime de putere în înfășurarea inductorului. În concordanță cu aceste condiții se aleg valorile cele mai potrivite ale mărimilor τ și f;

d — avînd în vedere cinetica reacțiilor termometalurgice în condiții de agitare a băii, stabilitatea căptușelii refractare în condiții de spălare și alte considerente metalurgice, se impune viteza maximă de antrenare a metalului opit, v_{max};

e — fiind cunoscută adîncimea b a băii, se determină coordonata z_m (10), pe baza celei de a doua relații (10) — mărimea F_0 și din aceasta amplitudinea corespunzătoare a păturii de curent inductoare J_{sm} (conform §2.2, la nivelul fundului băii). A ține cont de faptul că inductorul se află la distanța a de fundul băii înseamnă a dimensiona inductorul pentru pătura de curent cu valoarea:

$$J_{smr} = J_{sm}\, e^{\alpha a}/k_e, \qquad (20)$$

unde k_e este factorul de ecranare conform (13).

Pentru o baie de oțel fără carcasă metalică, cu $\sigma = 0{,}735 \cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1}\,m^{-1}$; $\rho = 7\,200\ kg/m^3$; $\nu = 6{,}65 \cdot 10^{-7}\ m^2/s$; $b = 0{,}5$ m; $v_{max} = 1$ m/s; $a = 0{,}4$ m, rezultă $f = 2$ Hz, $\tau = 1{,}214$ m, $z_m = 0{,}129$ m, $J_{smr} = 1\,343$ A/m.

3. Particularitățile difuziei cîmpului electromagnetic progresiv într-un cilindru conductor

Pătrunderea cîmpului progresiv într-un cilindru conductor modelează fenomene din cuptorul cu creuzet, prevăzut cu inductor trifazat, în care, pe lîngă conversia electrotermică are loc și agitarea electromagnetică a băii, sau în ansamblul inductor-semifabricat al liniei de turnare continuă, în care solidificarea are loc în condiții de brasaj electromagnetic.

Mărimile cîmpului electromagnetic, componentele densității forței electromagnetice și puterii specifice (pe unitatea de suprafață), transmisă într-un cilindru masiv imobil de rază $r = a$ au fost determinate în [4]. Sursa cîmpului este constituită de o pătură de curent (la suprafața $r = a$), de forma (1), (liniile de curent sînt circulare). Domeniul $r > a$ este ocupat de miezul magnetic ideal ($\mu = \infty$, $\sigma = 0$) al inductorului. S-a evidențiat că difuzia cîmpului progresiv în cilindru poate fi caracterizată prin parametrii adimensionali:

$$a_\delta = \sqrt{2}a/\delta \text{ și } \delta_\tau = \alpha\delta/\sqrt{2}, \qquad (21)$$

unde $\delta = \sqrt{\dfrac{2}{\omega\mu_0\sigma}}$ este adîncimea de pătrundere a unui cîmp alternativ cu aceeași frecvență ca aceea a cîmpului progresiv, într-un semispațiu cu aceleași proprietăți de difuzie (μ_0, σ) ca cilindrul masiv.

S-a definit factorul $k_r = P/P_0$ ca fiind raportul dintre puterea activă specifică P transmisă de cîmpul progresiv în cilindru și puterea activă specifică transmisă de un cîmp alternativ de aceeași frecvență în semispațiul — $P_0 = J_{sm}^2/(2\sigma\delta)$.

Pentru frecvență de alimentare dată (δ dată) parametrul a_δ variază direct proporțional cu diametrul $2a$ al cilindrului, iar δ_τ invers proporțional cu mărimea pasului polar. Variația factorului k_r în funcție de parametrii pătrunderii cîmpului progresiv, figura 5, arată că puterea

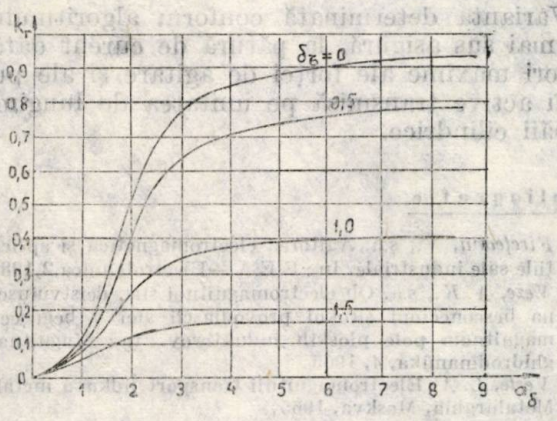


Fig. 5

activă specifică dezvoltată în cilindru este mai mică decît în cîmp alternativ (care corespunde valorii $\delta_\tau = 0$) și crește pe măsura creșterii pasului polar. Începînd de la o anumită valoare a raportului dintre diametrul băii și adîncimea de pătrundere δ, puterea specifică este practic independentă de diametru (k_r variază foarte puțin cu a_τ). Așadar, pentru $a_\delta \geq 5$, întrucît cîmpul pătrunde pe o adîncime mult inferioară razei cilindrului, pot fi aplicate relațiile difuziei cîmpului plan paralel în semispațiu.

Pentru cilindrii cu diametre mici în raport cu pasul polar al inductorului (cazul aplicațiilor de turnare continuă), influența parametrului δ_τ, respectiv a mărimii pasului polar, asupra puterii active scade; de exemplu, dacă pentru $a_\delta = 7$ puterea activă scade de 4,47 ori la variația lui δ_τ de la 0,5 la 1,5, pentru $a_\delta = 1$ puterea scade doar de 1,55 ori. Pentru $a_\delta \leqslant 1$ puterea activă transmisă în cilindru, raportată la unitatea de volum este practic independentă de diametru și variază invers proporțional cu cubul adîncimii de pătrundere δ. Așadar, în cazul cilindrilor cu diametre mici influența creșterii frecvenței asupra fluxului puterii electromagnetice și, implicit, asupra creșterii puterii mecanice (de agitare) este mai puternică decît influența creșterii pasului polar al inductorului.

În figura 6 sînt reprezentate variațiile densităților forței electromagnetice radială (de strictiune) f_r și axială (de antrenare) f_x, la nivelul razei $r = a$ a cilindrului, în funcție de parametrul δ_τ, pentru $a_\delta = 9$. Se constată că există o valoate optimă $\delta_{\tau o}$, pentru care forța de antrenare a metalului topit este maximă.

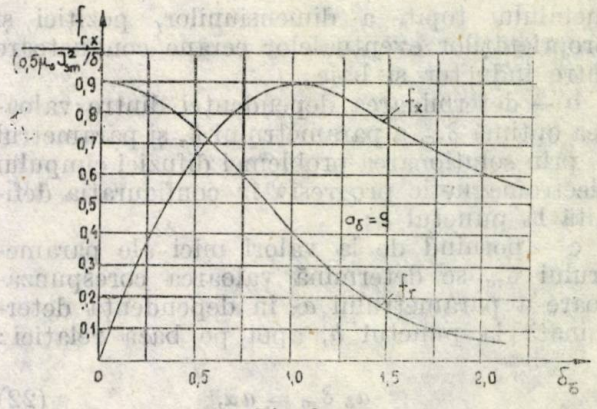


Fig. 6

4. Dimensiunea agitatorului liniar cilindric

Aplicarea agitării electromagnetice la cuptoarele de inducție cu creuzet presupune echiparea acestora cu inductoare m, fazate cu cîmp progresiv. Funcționarea acestora atît ca echipamente electrotermice, cît și ca convertizoare magnetohidrodinamice este afectată de cerințe contradictorii. Dacă se admit valorile recomandate ale frecvenței de alimentare pentru inductoarele obișnuite, atunci pasul polar al inductorului cu cîmp progresiv trebuie să fie cît mai mare, pentru a nu se reduce considerabil fluxul puterii active în baie. În aceste condiții, însă, adîncimea de pătrundere a cîmpului progresiv (practic, egală în acest caz cu adîncimea de pătrundere a cîmpului alternativ de aceeași frecvență), în care se exercită efectul de antrenare a metalului în sensul cîmpului, are valori prea reduse pentru o agitare eficientă a băii. În aceste condiții, cuptoarele cu creuzet de capacitate medie și mare, la care agitarea trebuie realizată simultan cu încălzirea băii, vor fi echipate cu două inductoare, unul obișnuit — pentru încălzire, alimentat cu frecvența optimă din punct de vedere electrotermic și altul trifazat, cu pas polar mare și frecvență de alimentare scăzută — pentru agitare electromagnetică.

Dacă operațiile de încălzire și agitare a băii pot fi succesive, atunci cuptorul se echipează cu un singur inductor — trifazat, cu pas polar mare, care se cuplează succesiv la sursa de frecvență ridicată pentru încălzire și la sursa de frecvență redusă — pentru agitare.

Spre deosebire de cuptoarele de inducție cu creuzet, în aplicațiile de turnare continuă inductorul trifazat cu cîmp progresiv este destinat exclusiv agitării electromagnetice. Dimensionarea optimă — pentru efect maxim de agitare — a unui inductor liniar cilindric, presupune parcurgerea următoarelor etape:

a — definirea diametrului $2a$ al băii cilindrice supuse agitării, a diametrului mediu $2a_1$ al inductorului, a proprietăților de difuzie a

metalului topit, a dimensiunilor, poziției și proprietăților eventualelor ecrane conductoare între inductor și baie;

b — determinarea dependenței dintre valoarea optimă $\delta_{\tau\sigma}$, a parametrului δ_τ și parametrul a_δ prin soluționarea problemei difuziei cîmpului electromagnetic progresiv în configurația definită la punctul a;

c — pornind de la valori mici ale parametrului $\delta_{\tau\sigma}$ se determină valoarea corespunzătoare a parametrului a_δ în dependența determinată la punctul b, apoi pe baza relației:

$$a_\delta \, \delta_{\tau\sigma} = a\alpha, \qquad (22)$$

se determină mărimea α, respectiv pasul polar al inductorului, $\tau = \frac{\pi}{\alpha}$. Se determină apoi adîncimea de pătrundere, cu oricare dintre relațiile (21), și apoi frecvența de alimentare a inductorului;

d — întrucît puterea activă transmisă pe unitatea de lungime a cilindrului are expresia:

$$P_{eu} = P_e \cdot 2\pi a \cdot 1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{J_{sm}^2}{\sigma} k_r \, a_\delta, \qquad (23)$$

se reține dintre toate variantele calculate (determinate pentru diverse valori ale parametrului $\delta_{\tau\sigma}$) aceea la care produsul $k_r \cdot a_\delta$ are valoarea maximă.

Varianta determinată conform algoritmului de mai sus asigură, la pătură de curent dată, valori maxime ale forței de agitare și ale puterii active transmisă pe unitatea de lungime a băii cilindrice.

Bibliografie

[1] *Fireţeanu, V.*, ş.a. Agitarea electromagnetică şi aplicaţiile sale industriale. In: E.E.A.—Electrotehnica,2,1986.

[2] *Veze, A. K.*, ş.a. Ob electromagnitnoi sile, deistvuiuşcei na besconecinoi şirokoi provodiaşcii sloi v begueşcem magnitnom pole ploskih induktorov. In: Magnitnaia ghidrodinamika, 4, 1965.

[3] *Verte, L. A.* Electromagnitnii transport jidkovo metala. Metalurghia, Moskva, 1965.

[4] *Fireţeanu, V.* Fenomene electrotermice şi dinamice în cuptorul de inducţie trifazat cu cîmp progresiv. In: E.E.A. — Electrotehnica, 29,4,1981.

CZ 621.316.57.06

MĂSURAREA PARAMETRILOR ARCULUI ELECTRIC DE COMUTAȚIE

Cu privire la măsurarea curentului, tensiunii, puterii și energiei arcului electric în aparatele de comutație

GEORGE CURCANU*, MIHAIL DEFTA, PETRE TUȘALIU** — CRAIOVA

Introducere

Datorită creșterii puterilor de scurcircuit în rețele cu tensiuni din ce în ce mai mari, ca și a interconectării sistemelor electroenergetice, se impune realizarea unor aparate de comutație cu caracteristici tehnico-economice deosebite: capacitate de comutație mărită, timpi de acționare mici, consumuri reduse de materiale, preț de cost scăzut. Perfecționarea aparatelor de comutație și asimilarea unor tipuri noi în țară este posibilă, în primul rînd, pe baza studierii arcului electric în camera de stingere.

Cunoașterea fenomenelor fizice legate de apariția și stingerea arcului electric de comutație constituie o preocupare permanentă pe plan național [1, 2, 3, 4, 4, 6] și mondial [7, 8, 9, 10, 11]. Complexitatea proceselor fizice, la comutația arcului, nu a permis pînă în prezent crearea unui model matematic al arcului suficient de precis [2, 11], iar metodele de calcul electronic introduc ipoteze simplificatoare [2, 10], astfel că singura metodă relativ precisă pentru studiul arcului electric de comutație îl constituie determinările experimentale ale unor parametri ai arcului: curentul, tensiunea, puterea și energia electrică [1, 4, 8, 9].

Pentru calculul acestor parametri se cunosc o serie de metode și dispozitive [1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,], printre care o largă răspîndire a cunoscut metoda oscilografierii ce oferă avantajul de a reda forma curbei și amplitudinea curentului, tensiunii, puterii și energiei arcului electric.

Lucrarea de față își propune prezentarea unor dispozitive de măsură realizate și experimentate în laboratorul de mare putere al Institutului „Electroputere" și în laboratorul de aparate electrice al Facultății de Electrotehnică de la Universitatea din Craiova.

1. Scheme, metode și dispozitive pentru măsurarea curentului, tensiunii, puterii și energiei arcului electric de comutație

* *Ing. G. Curcanu*, G,-ICSITMTAE; ** *ing. M. Defta, ing. P. Tușaliu* Fac. de Electrotehnică a Universității din Craiova.

Pentru laboratorul de mare putere

Principiul măsurării tensiunii, puterii şi energiei arcului electric constă în utlizarea unui dispozitiv electronic de măsură, care realizează adaptarea, multiplicarea şi integrarea

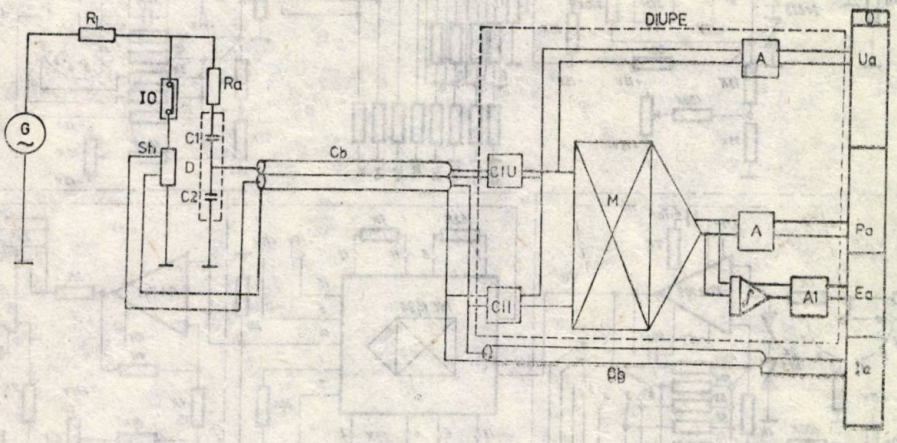


Fig. 1. Schema-bloc de măsură a tensiunii, curentului, puterii şi energiei arcului electric.

electrică a valorii instantanee a curentului şi a tensiunii arcului, culese de pe şunturi coaxiale şi divizionare capacitive prin cabluri dublu coaxiale, pentru a putea fi înregistrate pe osciloscraful catodic, conform schemei-bloc de principiu din figura 1.

Schema de măsură din figura 1 se compune dintr-un divizor de tensiune *(D)* care măsoară tensiunea arcului în procesul de comutaţie a aparatului *(IO)*, un şunt coaxial *(Sh)* pentru măsurarea curentului din arc, al cărui punct de pământare este comun cu punctul de pământare al divizorului, un cablu coaxial *(Cb)* pentru transmiterea semnalelor de măsură de la divizor şi şunt la dispozitivul de măsură *(DIUPE)* pentru măsurarea tensiunii, puterii şi energiei arcului electric, un cablu simplu coaxial *(Cb)* pentru transmiterea semnalului de măsură proporţional cu curentul din arc la osciloscraful *(O)* pentru a putea fi înregistrat simultan cu tensiunea, puterea şi energia arcului electric.

Divizorul de tensiune *(D)* este realizat în laborator şi este de tip capacitiv avînd banda de frecvenţă de 1 Hz la 1 MHz pentru gama tensiunilor nominale de 7,2 kV la 123 kV.

Şuntul de curent (*Sh*) este de tip METRA avînd banda de frecvenţă de 0—1 kHz, şi tensiunea de ieşire de 2 V pentru seria curenţilor de la 2 kA la 80 kA.

Cablul dublu coaxial *(Cb)* este de tip PA —16 şi are o lungime de 100 m, în lanţul de măsură al schemei, iar impedanţa caracteristică este de 100 ohmi.

Dispozitivul *(DIUPE)* pentru măsurarea tensiunii, puterii şi energiei arcului electric a cărui schemă electronică detaliată este prezentată în figura 2, este realizat din patru module detaşabile pe un cadru metalic.

Conformei schemei de măsură din figura 2, dispozitivul se compune din următoarele părţi :

— circuitul de intrare şi limitare pentru tensiune *(CIU)*, format pe două amplificatoare operaţionale ROB 709 şi diodele în punte 1N4454 ce asigură o impedanţă de intrare de 1 MΩ şi realizează nivele de limitare reglabile între 1 % — 50 % din semnalul de intrare al tensiunii, adaptînd astfel semnalul de tensiune la intrarea multiplicatorului ;

— circuitul de intrare pe curent *(CII)*, format pe amplificatorul operaţional ROB 709, ce asigură protecţia la intrare a dispozitivului şi realizează multiplicarea semnalului de intrare cu coeficientul : 0,18 — 6 adaptînd astfel semnalul la intrarea multiplicatorului *(M)* ;

— multiplicatorul *(M)*, format cu circuitul integrat cu transconductori variabilă tip MC 1594 ce realizează produsul analogic dintre semnalele de tensiune date de cele două circuite *(CIU)* şi *(CII)*, astfel ca la ieşire să se obţină puterea instantanee : $p(t) = u(t) \cdot i(t)$;

— circuitul de integrare *(E)*, format pe două amplificatoare operaţionale β A 741, permite determinarea energiei arcului.

Semnalele de tensiune, putere şi energie sînt amplificate cu amplificatoarele *(A, A 1)*, realizate pe baza amplificatoarelor operaţionale ROB 709 pentru a putea fi înregistrate pe osciloscraful *(O)*.

Dispozitivul de măsură are banda de frecvenţă de 0—100 kHz pentru o eroare de 5 % şi un defazaj de 20° el, iar impedanţa de intrare este de 1 MΩ pentru tensiunea arcului şi 1 kΩ pentru curent.

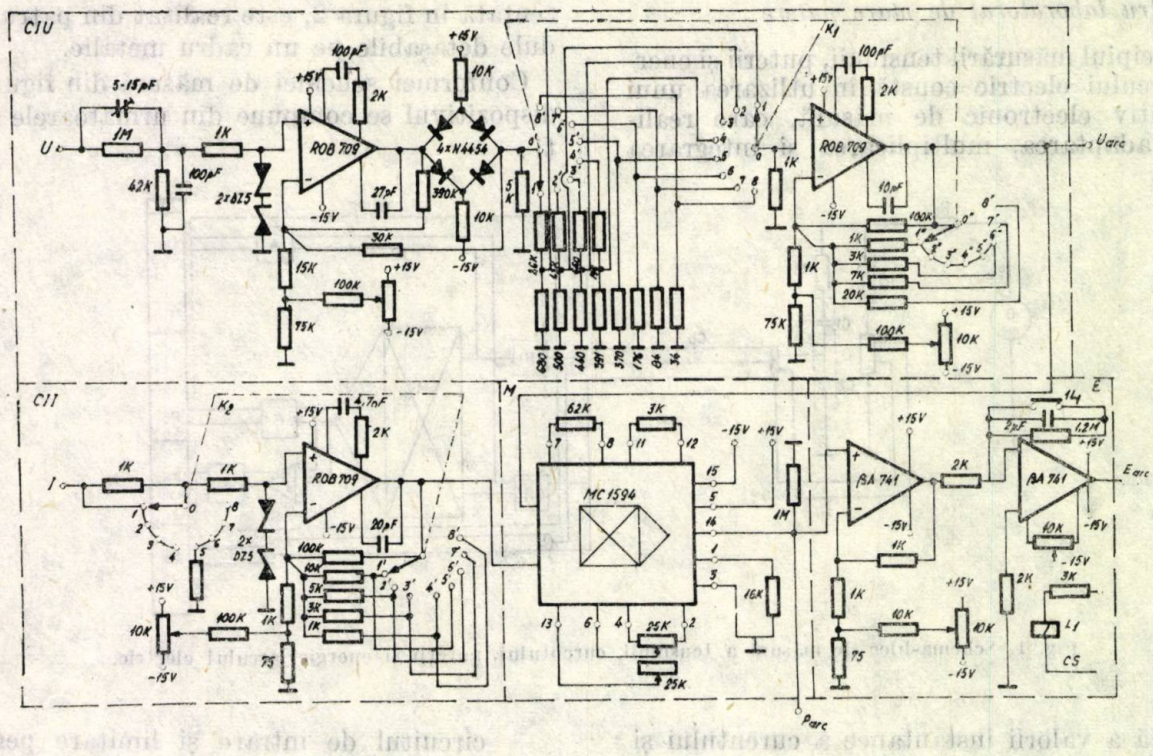


Fig. 2. Schema electronică detaliată a dispozitivului pentru măsurarea parametrilor arcului electric de înaltă tensiune.

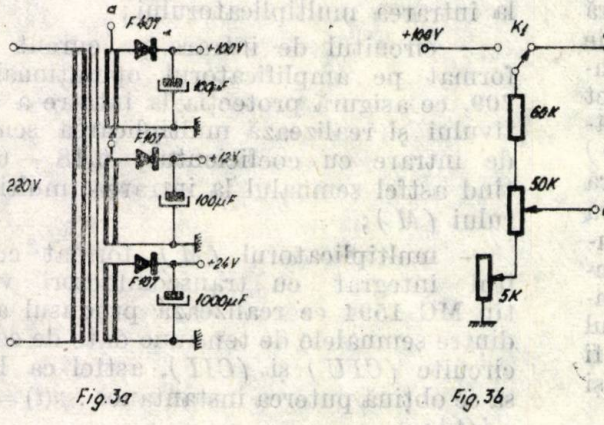


Fig. 3a

Fig. 3b

Fig. 3c

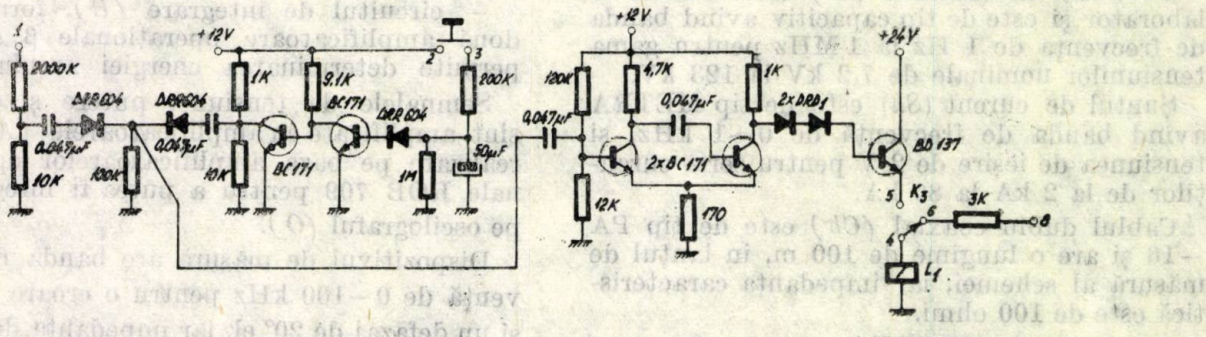


Fig. 3 a. Schema circuitului de alimentare ; b — schema circuitului de etalonare pentru tensiune ; c — schema circuitului de etalonare pentru curent ; d — schema circuitului de reglare și sincronizare.

Lanţul de măsură, conform figurii, 1 are bandă de frecvenţă de 1 Hz la 100 kHz pentru o eroare de măsură de ±5 %.

Schema circuitului de reglare şi etalonare a dispozitivului de măsură

Pentru determinarea parametrilor arcului electric prin prelucrarea lor pe oscilograme este necesar, în prealabil, să se regleze şi etaloneze dispozitivul de măsură. Aceasta se face prin intermediul unui circuit de reglare şi etalonare format din :

— circuitul de alimentare (fig. 3 a), ce livrează la ieşire trei tensiuni continue pentru etalonare şi două tensiuni alternative pentru verificarea periodică a dispozitivului.

— circuitul de etalonare pentru tensiune (fig. 3b), care livrează o tensiune continuă şi una alternativă reglabilă prin intermediul comutatorului $K1'$;

— circuitul de etalonare pentru curent (fig. 3c) care livrează la ieşire o tensiune continuă şi una alternativă prin intermediul comutatorului $K2'$;

— circuitul de reglare şi sincronizare (fig. 3d) a etalonării, necesar asigurării duratei de timp între comanda de pornire a oscilografului şi momentul apariţiei energiei arcului electric.

Precizia metodei de etalonare este determinată de precizia aparatului de măsură (voltmetre) şi de eroarea de prelucrare a oscilogramelor de etalonare. Pentru laboratorul de mare putere precizia etalonării este de ± 5 %.

Rezultate experimentale

Schema, metoda şi dispozitivul de măsură s-au aplicat la determinarea curentului, tensiunii, puterii şi energiei arcului electric la încercările de comutaţie ale întreruptoarelor de înaltă tensiune tip : IUP-M-24kV/630A, IO-12kV/430A, UN-24kV/630A ; IHK-123kV/1250 A şi la încercările de rupere a siguranţelor fuzibile de expulsie tip SFe : 12kV/100A [5, 6].

În figura 4 se prezintă oscilogramele înregistrate cu oscilograful magnetoelectric tip H-115, în care s-a notat cu : Isc-curentul de scurtcircuit ; cu Ur-tensiunea de restabilire ; Ug-tensiunea generatorului ; Uarc-tensiunea arcului, iar cu oscilograful catodic tip 12 0Э M-3 s-a notat Earc-energia arcului electric ; Iarc-curentul în arc ; Parc-puterea arcului, Uarc — tensiunea arcului, mărimi rezultate la probele de rupere a siguranţei fuzibile cu expulsie tip SFe-12kV/100 A.

2. Pentru laboratorul de aparate electrice

În principiu, schema-bloc este identică cu schema din figura 1, diferenţa constînd în modul de realizare a circuitelor de încercare şi a dispozitivului pentru măsurarea curentului, tensiunii, puterii şi energiei arcului electric de comutaţie de joasă tensiune.

Schema circuitului de încercare şi sincronizare

Circuitul de încercare puternic inductiv, conform figurii 5, se compune din : transformatorul de reţea *(Tr)* care asigură alimentarea circuitului de forţă şi a circuitului de comandă şi sincronizare, bobina fără miez de fier *(L)* şi releul *(d1)* pentru comutaţia arcului electric.

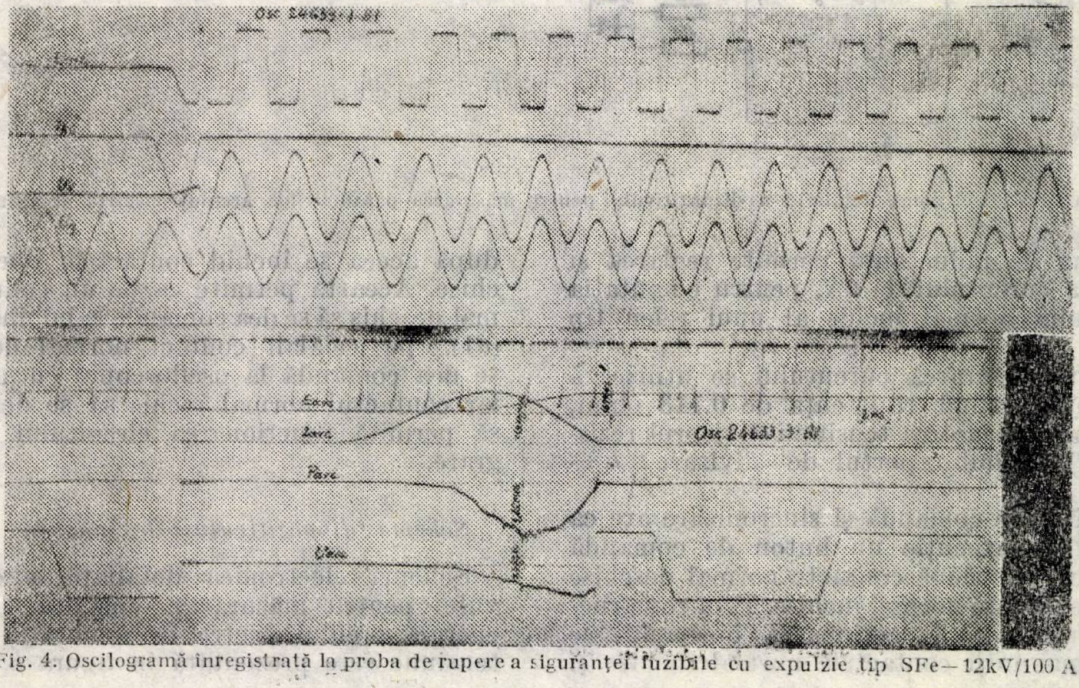


Fig. 4. Oscilogramă înregistrată la proba de rupere a siguranţei fuzibile cu expulzie tip SFe—12kV/100 A.

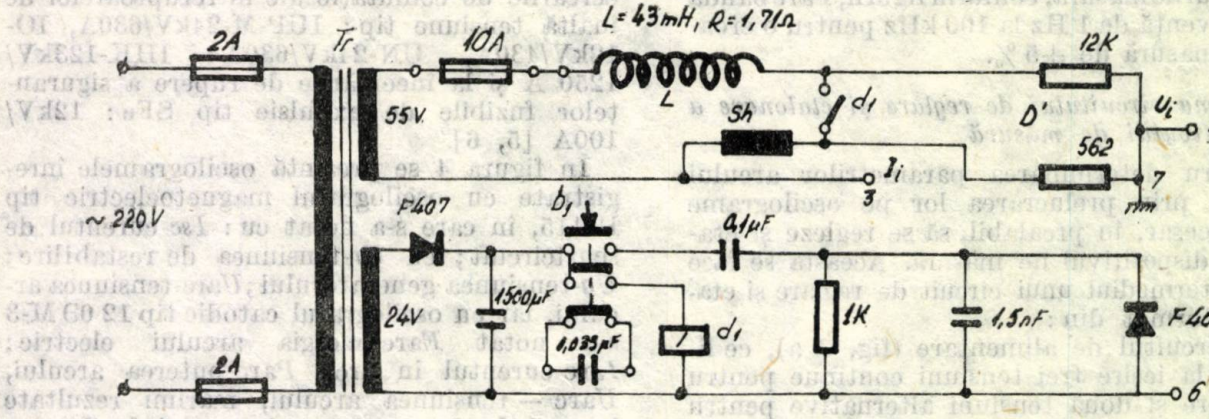


Fig. 5. Schema circuitului de încercare și sincronizare.

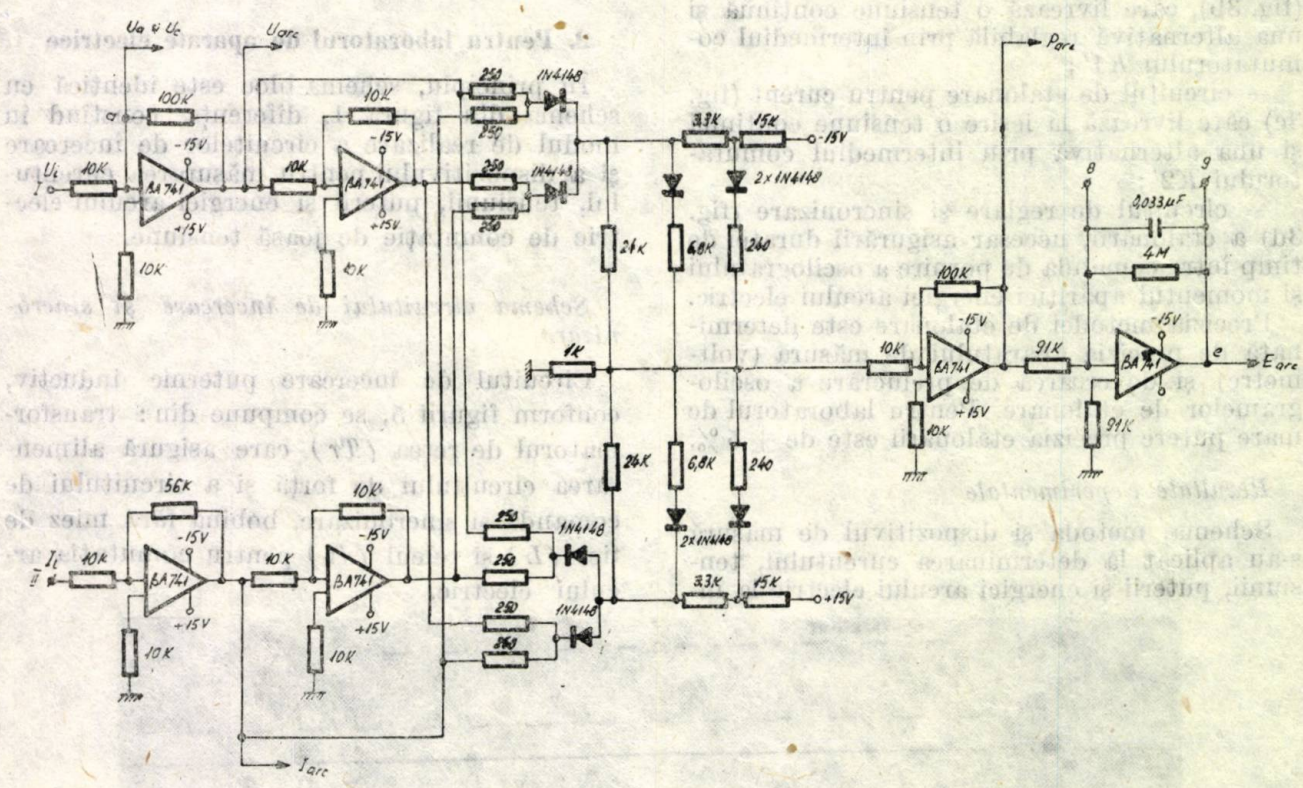


Fig. 6. Schema electronică detaliată a dispozitivului pentru măsurarea parametrilor arcului electric de joasă tensiune.

Bobina de inductanță permite reglarea și limitarea curentului de 6A, pentru comutația contactului normal închis al unui releu tip RI-13.

Pentru măsurarea curentului se utilizează șuntul (S_h), avînd rezistența de 0,113 ohmi, iar pentru măsurarea tensiunii-divizorul rezistiv (D'), avînd raportul de divizare: $k = 0{,}45 \cdot 10^{-1}$.

Circuitul de comandă și sincronizare are ca element de execuție un buton de comandă ($b1$), care are două contacte normal deschise și două contacte normal închise. Prin construcția lui mecanică la acționarea butonului se desfac mai întîi contactele normal închise și după aceea se închid contactele normal deschise. Aceasta permite ca pe un contact normal deschis să se dea comandă la bobina releului ($d1$), pe celălalt contact normal deschis să se dea comandă la osciloscopul cu memorie; iar contactul normal închis să se deschidă și să permită funcționarea circuitului de integrare.

Schema dispozitivului de măsură

Schema electronică detaliată a dispozitivului pentru măsurarea tensiunii, puterii și energiei arcului electric de comutație de joasă tensiune este prezentată în figura 6 [1].

Conform schemei din figura 6, dispozitivul se compune din :

— circuitul de intrare şi limitare pentru măsurarea tensiunii, format pe amplificatoarele operaţionale βA—741 ;

— circuitul de intrare şi amplificare pentru măsurarea curentului, format pe amplificatorul βA—741 ;

— două circuite inversoare pe calea de curent şi tensiune, formate pe amplificatoarele operaţionale βA—741 ;

— un circuit de diode (1 N 1448) şi rezistenţe ce aproximează caracteristica pătratică, al cărui semnal de ieşire este amplificat pentru a livra la ieşire un semnal proporţional cu puterea ;

— un circuit integrator format cu amplificatorul operaţional βA—741, un condensator şi nişte rezistenţe ce măsoară energia arcului electric.

Principiul acestei scheme, după care se realizează produsul a două semnale electrice, se bazează pe identitatea :

$$Ui \cdot Ii \equiv \left(\frac{Ui + Ii}{2}\right)^2 - \left(\frac{Ui - Ii}{2}\right)^2,$$

unde, Ui şi Ii sînt mărimile de intrare în schema dispozitivului. Pentru dispozitivul realizat acestea au următoarele valori : $Ui = 0—6$V şi $Ii = 0—1$ V.

Operaţiile de adunare, scădere şi ridicare la pătrat se obţin foarte uşor pe cale electronică, după cum se observă din figura 6. Dispozitivul construit pe principiul multiplicatorului parabolic este realizat în circuite cu componente discrete, dar se poate realiza şi cu circuite integrate hibride [1].

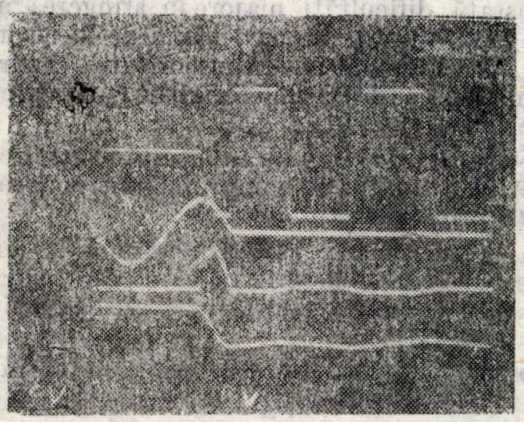


Fig. 7. Oscilograma înregistrată la comutaţia releului RI-13.

Experimentări

Schema, metoda şi dispozitivul de măsură astfel realizat, se utilizează pentru determinarea curentului, tensiunii, puterii şi energiei arcului de comutaţie în curent alternativ de joasă tensiune. De exemplu, la comutaţia releului RI—13, se obţine, ca în figura 7, oscilograma înregistrată cu osciloscopul TEKTRONIX tip 7633.

Ordinea fenomenelor pe oscilogramă este următoarea : *1* — tensiunea arcului ; *2* — curentul în arc ; *3* — puterea arcului ; *4* — energia arcului. Ca elemente de comutaţie mai pot fi utilizate, în locul releului, contactoare sau întrerupătoare de joasă tensiune.

3. Concluzii

Asupra dispozitivului realizat în laboratorul de aparate electrice .

Dispozitivul are avantajul unei simplităţi constructive, un preţ de cost scăzut şi poate fi utilizat în scopuri didactice pentru cercetarea arcului electric de joasă tensiune.

Asupra dispozitivului de măsură realizat în laboratorul de mare putere

Dispozitivul de măsură prezintă următoarele avantaje :

— se poate aplica la măsurarea tensiunii, puterii şi energiei arcului electric atît la joasă tensiune, cît şi la înaltă tensiune ;

— are circuit de protecţie la supratensiuni accidentale atît la intrare pe curent, cît şi la intrare pe tensiune ;

— are circuit de divizare şi multiplicare pentru curent la intrarea pe multiplicator ;

— permite reglarea nivelului de limitare a tensiunii arcului ;

— prezintă circuit de aducere la zero a circuitului de integrare.

Asupra metodei şi schemei de măsură din laboratorul de mare putere

Metoda şi schema de măsură prezintă următoarele avantaje :

— posedă o mare universalitate, utilizînd şunturile şi divizoarele din dotarea laboratorului nemaifiind necesară construirea altora ;

— utilizează cablu dublu coaxial cu cămaşă comună pentru transmiterea semnalelor de măsură de la traductoarele de măsură la dispozitiv pentru diminuarea inducţiilor parazite ;

— are circuit de reglare şi etalonare a dispozitivului de măsură ;

— nu necesită aparatură de înregistrare cu caracteristici speciale.

Asupra experimentărilor

Determinarea curentului, tensiunii, puterii şi energiei arcului electric la încercările de comutaţie a întreruptoarelor de înaltă ten-

siune au permis aprecierea comportării arcului comparativ în diferite camere de stingere, a gradului de uzură al contactelor, pentru stabilirea mijloacelor necesare diminuării acțiunii arcului în vederea realizării unor aparate electrice cu performanțe ridicate.

Bibliografie

[1] *Trușcă, V.* Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutație de joasă tensiune, Teză de doctorat, Inst. politehnic, București 1973.

[2] *Sasu, M.* Modelarea arcului electric de întrerupere cu ajutorul calculatorului analogic. Teză de doctorat, Inst. politehnic, București, 1973.

[3] *Curcanu, G.* Metode și dispozitive pentru măsurarea parametrilor arcului electric în procesele de comutație. În : Referatele Sesiunii de comunicări tehnico-științifice — Craiova, 16—11—1979.

[4] *Curcanu, G., Defta, M.* Aspecte noi legate de măsurarea puterii și energiei arcului electric de comutație. În : Referatele sesiunii de comunicări tehnico-științifice „Electroputere" Craiova aprilie, 1982.

[5] *Defta, M. Curcanu, G.* Asupra măsurării parametrilor arcului electric de comutație de înaltă tensiune. În : Lucrările Conferinței Naționale de Electrotehnică, secția 9 Timișoara, 17—18—sept. 1982.

[6] *Curcanu, G., Defta, M.* Izmerenie parametrov electriceskoi dugi vo vremia kommutacionnih processov elektriceskih apparatov visokovo napriajenia. În : Buletinul „Interelectrotest" nr. 1, Budapesta, 1984.

[7] *Bolotin, V. Eidel, L. Z.* Izmerenia v rejimah korotkovo zamikania Energia, Moscova, 1973.

[8] *Stelzer, G.* Ein Gerät zur Messung der Lichtbogenleistung, IPH-10 Berlin 1969.

[9] *Sde Micheli, Genesio, R.* Un dispozitivo ad effetto Hall per la mmisura dell 'energia d'arco. In : L'Elettrotechnica vol LV, nr. 9 sept. 1968.

[10] *Michel,* China Apport des méthodes de calcul nouvelles dans la réalisation des disjoncteurs. In : CIGRÉ—13—09, Paris 1984.

[11] *Hänisch, H. Kuhnahardt, G., Meneke, H.* Modéle mathématique d'arc utilisé pour la conception des disjonctéurs a soufflage. În : CIGRÉ 13—12, Paris 1984.

CZ 621.3.014.31 :621.3.064

ARC ELECTRIC
CURENT CONTINUU
SUFLAJ MAGNETIC

O nouă variantă de dispozitiv de stingere pentru contactoare de curent continuu tip L.D.E.

VASILE TRUȘCĂ, FLORIN-DUMITRU POPESCU, VALERIU DORU PARUSCHI* — BUCUREȘTI

Introducere

Stingerea arcului electric în contactoarele de curent continuu se asigură, de regulă, pe baza efectului de perete rece (deion), asociat cu suflajul magnetic [1], [2], [3]. Efectul suflajului magnetic constă în alungirea arcului și introducerea acestuia în camera de stingere (care se construiește în cele mai multe cazuri din material izolant refractar), prin acțiunea forței Lorentz :

$$\bar{F} = \bar{J} \times \bar{B}, \qquad (1)$$

unde $\bar{J}$, este densitatea de curent în coloana arcului, iar $\bar{B}$ este inducția magnetică produsă de dispozitivul de suflaj. Din relația (1) rezultă că intensitatea suflajului este proporțională cu intensitatea curentului întrerupt, deoarece bobina de suflaj este conectată în serie cu calea de curent a aparatului. Trebuie observat însă că, în timpul funcționării curentul de întrerupt capătă valori foarte diferite, într-o plajă foarte largă ($0{,}1\ I_n \div 4\ I_n$), ceea ce conduce la intensități ale suflajului, de asemenea, foarte diferite. În practică, se constată dificultăți majore în stingerea arcului la intensități ale curentului de lucru în jurul valorii de $0{,}1\ I_n$. În majoritatea cazurilor, cîmpul de suflaj s-a determinat pe cale experimentală [3], [5].

Noțiunea de cîmp de suflaj optim este acceptată ca o soluție de compromis între două cerințe principale antagoniste :

a — necesitatea alungirii rapide și introducerea arcului electric în camere de stingere, ceea ce reclamă valori mari ale intensității cîmpului ;

b — necesitatea unei energii reduse în arcul electric (migrație de material redusă), ceea ce reclamă valori reduse pentru lungimea arcului, respectiv pentru intensitatea cîmpului magnetic de suflaj, așa cum rezultă din relația :

$$W = \int_0^t ui\,dt = \int_0^t E_a\,l i dt. \qquad (2)$$

* Dr. ing. *Trușcă, V.* ing. *Popescu, F. D.* și ing. *Paruschi, V. D.* — Institutul Politehnic — București.

Soluția prezentată mai sus este frecvent folosită aproape la toate tipurile de contactoare de curent continuu, inclusiv la cele folosite în tracțiunea electrică (LDE și LE).

În lucrarea de față se propune o nouă variantă de dispozitiv de suflaj, în care bobina de suflaj, construită din cupru, este înlocuită cu un magnet permanent alcătuit dintr-o ferită dură, de formă inelară, produsă în țară.

În figura 1 sînt prezentate, comparativ, variantele constructive veche și nouă.

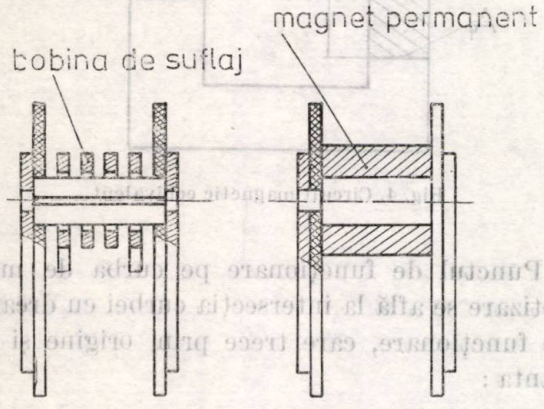


Fig. 1. Variante de camere de stingere.

1. Considerații teoretice

În cazul folosirii bobinelor de suflaj, numărul de spire se stabilește, de regulă, în așa fel încît în zona formării arcului electric cîmpul magnetic să fie optim, în cazul în care bobina este străbătută de curentul nominal:

$$H \simeq K_\delta \frac{NI}{\delta}, \qquad (3)$$

unde $K\delta$, reprezintă factorul de dispersie al circuitului magnetic care se determină în funcție de configurația geometrică a circuitului.

În cazul variantei propuse, intensitatea cîmpului de suflaj nu mai este funcție de intensitatea curentului, fiind constantă, deoarece cîmpul magnetic de suflaj este produs de un magnet permanent din ferită.

Pentru variantele de contactoare construite, inducția optimă de suflaj, care a fost stabilită mai mult pe cale experimentală, are valori cuprinse între 0,01 ÷ 0,02 T.

De exemplu, în cazul contactorului LDE, 80 A, destinat motorului pompei pentru apă de răcire, inducția măsurată cu teslametrul în zona de suflaj a arcului a fost de 0,012 T, iar în cazul contactorului LDE de 150 A, inducția a fost de 0,024 ÷ 0,025 T.

În lucrarea de față s-au dezvoltat două metode de calcul al cîmpului magnetic și anume:

a — calculul cîmpului magnetic prin metoda Roters [1] și,

b — calculul cîmpului magnetic prin metode numerice.

Calculul cîmpului magnetic prin metoda Roters

Metoda Roters este un procedeu de calcul grafo-analitic. În figura 2 s-a reprezentat modelul fizic al dispozitivului de producere a cîmpului necesar suflajului magnetic, unde: *1*, *2* reprezintă plăcile polare, iar *3* — inelul din ferită magnetică dură.

Schema echivalentă a circuitului magnetic este reprezentată în figura 3, unde $\Lambda_1 \div \Lambda_{17}$, reprezintă permeanțele în aer, calculate cu relațiile cunoscute pentru configurații geometrice simple [1].

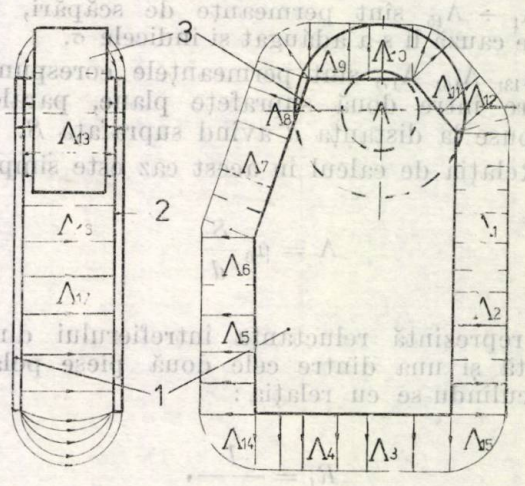


Fig. 2. Modelul fizic al dispozitivului de suflaj magnetic.

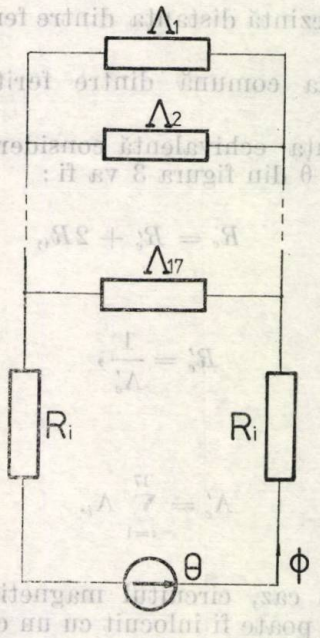


Fig. 3. Schema echivalentă a circuitului magnetic.

De exemplu Λ_1, Λ_3, Λ_5, Λ_7, Λ_9, Λ_{11} se calculează cu relaţia :

$$\Lambda_i = \frac{\mu_0}{\pi} l \ln \frac{r_2}{r_1}, \tag{4}$$

valabilă pentru înveliş de semicilindru, permeanţele Λ_2, Λ_4, Λ_6, Λ_8, Λ_{10}, Λ_{12}, cu relaţia :

$$\Lambda_i = 0{,}26 \ \mu_0 l, \tag{5}$$

pentru semicilindru, iar Λ_{14} şi Λ_{15} se calculează cu relaţia :

$$\Lambda_i = 0{,}077 \ \mu_0 \delta, \tag{6}$$

pentru sfertul de sferă.

$\Lambda_1 \div \Lambda_{15}$ sînt permeanţe de scăpări, din care cauză li s-a adăugat şi indicele σ.

Λ_{13}, Λ_{16}, Λ_{17}, sînt permeanţele corespunzătoare între două suprafeţe plane, paralele, dispuse la distanţa d avînd suprafaţa S.

Relaţia de calcul în acest caz este simplă :

$$\Lambda = \mu_0 \frac{S}{d} \tag{7}$$

R_i reprezintă reluctanţa întrefierului dintre ferită şi una dintre cele două piese polare, calculîndu-se cu relaţia :

$$R_i = \frac{l}{\mu_0 A_f}, \tag{8}$$

unde :

l — reprezintă distanţa dintre ferită şi placa polară ;

A_f — aria comună dintre ferită şi placa polară.

Reluctanţa echivalentă considerată la bornele sursei θ din figura 3 va fi :

$$R_e = R'_e + 2R_i, \tag{9}$$

unde :

$$R'_e = \frac{1}{\Lambda'_e},$$

iar :

$$\Lambda'_e = \sum_{i=1}^{17} \Lambda_i.$$

În acest caz, circuitul magnetic prezentat în figura 1 poate fi înlocuit cu un circuit magnetic echivalent cu cel din figura 4.

Întrefierul echivalent corespunzător reluctanţei echivalente totale R_o va fi :

$$l_0 = \mu_0 A_f R_e. \tag{10}$$

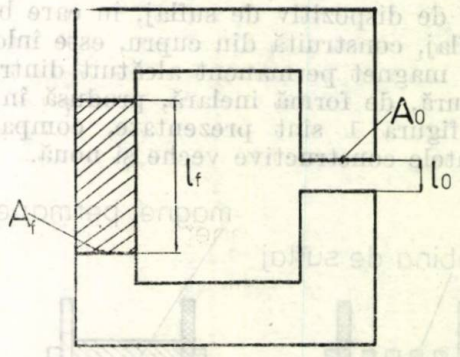


Fig. 4. Circuit magnetic echivalent.

Punctul de funcţionare pe curba de magnetizare se află la intersecţia curbei cu dreapta de funcţionare, care trece prin origine şi are panta :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{Bm}{Hm} = \frac{\mu_0}{K} \frac{l_f}{l_0} \frac{A_0}{A_f}, \tag{11}$$

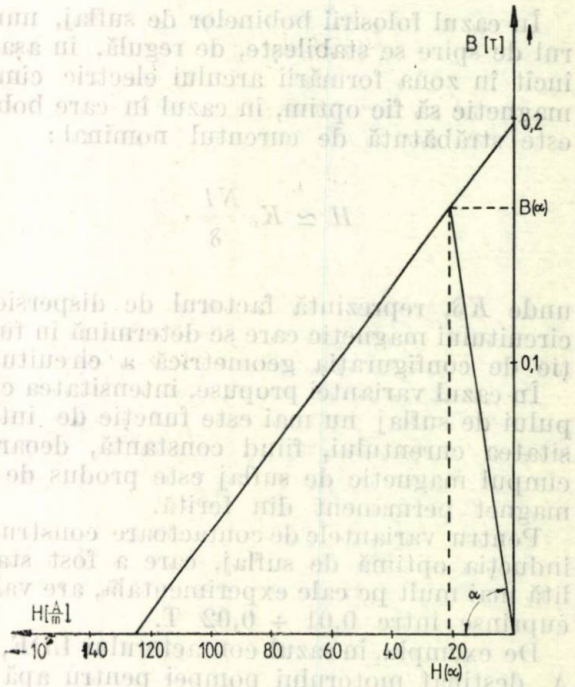


Fig. 5. Punct de funcţionare pe curba de magnetizare.

aşa cum rezultă din figura 5. Curba de magnetizare a fost ridicată experimental pentru ferita folosită [4] şi a rezultat $B_f = 0{,}208$ T, iar $H_f = 7{,}3 \cdot 10^4$ A/m

Se obține astfel fluxul total: $\Phi_t = B_f \cdot A_f$, iar fluxul magnetic din zona de suflaj, care se consideră ca fiind fluxul util de suflaj devine:

$$\Phi_u = \frac{R_s}{R_s + R_p} \Phi_t, \tag{12}$$

unde:

$$R_s = \frac{1}{\sum_{i=1}^{16} \Lambda_i},$$

iar:

$$R_p = \frac{1}{\Lambda_{17}}.$$

Rezultă, în final, valoarea inducției utile în zona de suflaj:

$$B_u = \frac{\Phi_u}{A_{17}}, \tag{13}$$

unde A_{17}, reprezintă aria corespunzătoare permeanței Λ_{17}.

Calculul cîmpului prin metode numerice

Calculul cîmpului în dispozitivul de stingere, prezentat mai sus, devine posibil dacă se admite o analogie fictivă între corpurile masive polarizate electric, cu ajutorul sarcinilor de polarizare electrică și un corp masiv magnetizat, care din punct de vedere al cîmpului pe care îl produce poate fi înlocuit cu o repartiție fictivă de dipoli magnetici, adică cu sarcini magnetice dipolare. Spre deosebire de modelul dipolar al corpului polarizat electric, căruia îi corespunde la scară microscopică sistemul de particole elementare încărcate cu sarcină, modelul dipolar al corpului magnetizat este lipsit de o corespondență microscopică similară. Modelul dipolar magnetic este un model fictiv, dar prezintă avantajul că permite extinderea metodelor de calcul din electrostatică.

În cazul de față cîmpul magnetostatic este stabilit de un corp feromagnetic imobil, a cărui stare de magnetizare este invariabilă în timp, deci, nu este însoțită de transformări de energie.

În consecință, relațiile fundamentale ale magnetostaticii se obțin prin particularizarea legilor generale și de material ale cîmpului electromagnetic, în următoarele condiții:

— corpuri imobile: $\bar{v} = 0$;

— mărimi invariabile în timp: $\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = 0$; $\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = 0$; $\frac{\partial \rho_v}{\partial t} = 0$;

— densitatea de curent de conducție $\bar{J} = 0$.

Astfel se obțin relațiile:

$$\bar{B} = \mu_0 (\bar{H} + \bar{M}),$$

cu: $$\bar{M} = \bar{M}_i(H) + \bar{M}_p, \tag{14}$$

$$\Phi_\Sigma = \oint_\Sigma \bar{B}\bar{n}\, dA = 0,$$

deci: $$\operatorname{div} \bar{B} = 0,$$

$$\operatorname{rot} \bar{H} = 0, \tag{15}$$

$$\operatorname{div} \bar{H} = -\operatorname{div} \bar{M} = \frac{\rho_{vpm}}{\mu_0}, \tag{16}$$

unde: ρ_{vpm} reprezintă densitatea volumică de sarcină magnetică de polarizație.

În consecință, se poate defini potențialul magnetostatic V_m prin relația:

$$\bar{H} = -\operatorname{grad} V_m, \tag{17}$$

rezultînd că aceasta satisface ecuația Poisson:

$$\Delta V_m = -\frac{\rho_{vpm}}{\mu_0}, \tag{18}$$

care fiind similară cu ecuația Poisson pentru potențialul electrostatic, rezultă că teoria potențialului magnetostatic V_m și metodele de integrare a ecuației pe care el o satisface se elaborează la fel ca în cîmpul electrostatic.

Rezultă deci că, în regim magnetostatic teoria de cîmp a lui $\bar{H}$ este o teorie coulombiană, iar formulele de calcul ale intensității cîmpului electrostatic $\bar{E}$ și potențialului electrostatic V le corespund formulele de calcul ale intensității cîmpului magnetostatic $\bar{H}$ și potențialului magnetostatic V_m:

$$\bar{H} = \frac{1}{4\pi\mu_0} \left[\int_v \frac{\rho_{vpm} \bar{R}}{R^3} d_v + \int_s \frac{\rho_{Apm} \bar{R}}{R^3} dA \right], \tag{19}$$

unde:

ρ_{Apm} reprezintă densitatea de suprafață de sarcină magnetică de polarizație.

Pentru cazul concret al dispozitivului de stingere prezentat în figura 2 mai sînt valabile următoarele relații:

$\bar{B} = \mu_0 \bar{H}$ — în aer;

$U_m = Hl = 0$ — în plăcile plane;

$\bar{B} = \mu \bar{H} + \bar{B}_r$ — în magnetul permanent.

În plus, se consideră mediul liniar, deci:

$$\operatorname{div} \bar{B} = \mu \operatorname{div} \bar{H} + \operatorname{div} \bar{B}_r = - \mu \Delta V_m + \operatorname{div} \bar{B}_r = 0. \tag{20}$$

Astfel rezultă:

$$\Delta V_m = \frac{\operatorname{div} \bar{B}_r}{\mu},$$

care poate fi scrisă:

— în magnet: $\bar{B}_r = \text{const}$, adică, $\operatorname{div} \bar{B}_r = 0$; $\Delta V_m = 0$.

Considerînd configurația din figura 6 rezultă:

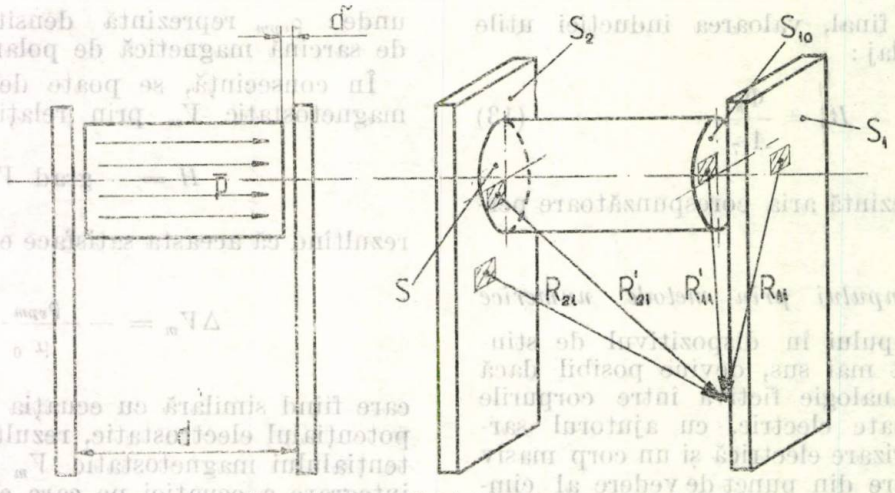


Fig. 6. Configurația dispozitivului de stingere, varianta nouă.

— pe fețele laterale: $\operatorname{div}_s \bar{B} = - B_f$,

— pe fața superioară: $\operatorname{div}_s \bar{B} = B_f$,

unde:

$$\operatorname{div}_s \bar{B} = \bar{n}_{12} (\bar{B}_2 - \bar{B}_1). \tag{22}$$

În plăcile laterale, deoarece $\bar{H} = - \operatorname{grad} V_m = 0$; $V_m = \text{const}$.

În aer $\Delta V_m = 0$.

Considerînd:

$$\rho_{spm} = - \operatorname{div}_s \bar{B},$$

rezultă:

$$\rho_{spm}|_{s10} = B_f; \quad \rho_{spm}|_{s20} = - B_f,$$

$\rho_{stm} = \rho_{spm} + \rho_{sam}$ cu $\rho_{sam}|_{s1} = \rho_a$; $\rho_{sam}|_{s2} = \rho_a$

unde:

ρ_{sam} reprezintă densitatea de suprafață a sarcinii magnetice aparente ce se formează pe cele două piese polare, conform figurii 6. Astfel se poate scrie:

$$V_m = \frac{1}{4\pi\mu_0} \int \frac{\rho_{stm}\, dA}{R}. \tag{23}$$

Deoarece în plăci $V_m = \text{const}$, notăm cu V_0 potențialul plăcii S_1 și cu $- V_0$ potențialul plăcii S_2, obținînd:

$$V_0 = \frac{1}{4\pi\mu_0} \left[B_f \int_{s_{10}} \frac{dA_1}{R'_{11}} + \int_{s_1} \frac{\rho_a dA_1}{R_{11}} - B_f \int_{s_{20}} \frac{dA_2}{R'_{21}} - \int_{s_2} \frac{\rho_a dA_2}{R_{21}} \right], \tag{24}$$

$$- V_0 = \frac{1}{4\pi\mu_0} \left[B_f \int_{s_{10}} \frac{dA_1}{R'_{12}} + \int_{s_1} \frac{\rho_a dA_1}{R_{12}} - B_f \int_{s_{20}} \frac{dA_2}{R'_{22}} - \int_{s_2} \frac{\rho_a dA_2}{R_{22}} \right]. \tag{25}$$

Ținînd seama de simetrie rezultă:

$$\int_{s_1} \rho_a \left(\frac{1}{R_{11}} - \frac{1}{R_{12}} \right) dA_1 - 4\pi\mu V_0 = B_f \int_{s_{10}} \left(\frac{1}{R'_{12}} - \frac{1}{R'_{11}} \right) dA_1, \tag{26}$$

iar din legea conservării sarcinii:

$$\int_{s_1} \rho_a dA_1 = 0. \tag{27}$$

Pentru aplicarea relațiilor de mai sus, plăcile laterale s-au divizat într-un număr $n_p = 44$, elemente de arie, reprezetate la scara 1:1, iar aria transversală a magnetului într-un număr $n_m = 16$ elemente de arie egale, așa cum rezultă din figura 7.

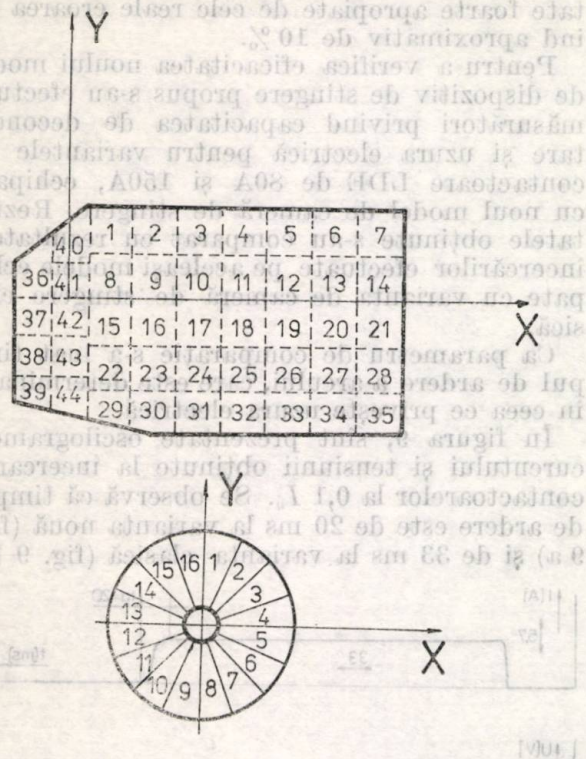


Fig. 7. Schiță explicativă referitoare la discretizarea ariilor.

Ținînd seama de această discretizare, ecuațiile (26) și (27) generează un sistem de n_{p+1}, ecuații cu n_{p+1} necunoscute :

ρ_{ak}; $k = \overline{1, n_p}$ și V_0, după cum urmează :

$$\sum_{k=1}^{n} \rho_{ak} \left(\frac{1}{R_{1kj}} - \frac{1}{R_{2kj}} \right) \Delta A_{kp} - 4\pi\mu_0 V_0 = \\ = B_f \sum_{k=1}^{nm} \left(\frac{1}{R'_{1kj}} - \frac{1}{R'_{2kj}} \right) \Delta A_{km}, \tag{28}$$

cu : $j = 1, n_p$

$$\sum_{k=1}^{np} \rho_{ak} \Delta A_{kp} = 0$$

unde :

$$R_{1kj} = \sqrt{(x_{pk} - x_{pj})^2 + (y_{pk} - y_{pj})^2}, \\ R_{2kj} = \sqrt{(x_{pk} - x_{pj})^2 + (y_{pk} - y_{pj})^2 + d^2}, \\ R'_{1kj} = \sqrt{(x_{mk} - x_{pj})^2 + (y_{mk} - y_{pj})^2 + \delta^2}, \\ R'_{2kj} = \sqrt{(x_{mk} - x_{pj})^2 + (y_{mk} - y_{pj})^2 + (d - \delta)^2}. \tag{29}$$

Pentru efectuarea calculelor s-a elaborat un program de calcul pe calculatorul numeric FELIX 256, unde datele necesare pentru evaluarea coeficienților sînt :

— ariile elementelor de pe placă Δ_{Alp} și de pe magnet ΔA_{km}, notate în program cu AR (I), $\mathrm{AM}(I)$;

— coordonatele centrelor de greutate ale elementelor de arie de pe placă și magnet, între care se măsoară distanțele R_{kj}, R'_{kj} notate cu XP, YP, XM, YM, precum și valoarea întrefierului δ dintre ferită și placă și distanța d dintre piesele polare ;

— valoarea inducției în punctul de funcționare notată cu IN.

Coeficienții necunoscutelor sînt implementați în matricea :

$$A \in M_{np+1,\ n_p+1}.$$

Termenii liberi sînt implementați în vectorul $B \in M_{np+1,1}$.

Necunoscutele obținute prin rezolvarea sistemului de ecuații liniare cu subrutina GAUSS se implementează în vectorul $RO \in M_{np+1,1}$.

Organigrama programului de calcul este prezentată în figura 8.

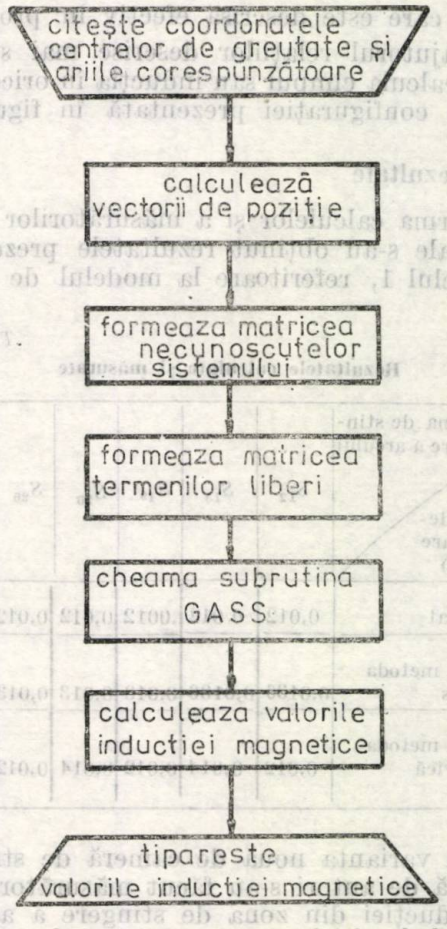


Fig. 8. Organigrama programului de calcul.

Avînd calculate valorile ρ_{ak}, $k = 1, \bar{n}_p$, se poate determina inducția în punctele din planul median, corespunzătoare proiecțiilor ortogonale, ale elementelor de arie.

Prin transpunerea în program a următoarelor relaţii :

$$\bar{H} = -\operatorname{grad} Vm = \frac{1}{4\pi\mu_0}\int \frac{\rho_{stm}\bar{R}}{R^3}\,dA \quad (30)$$

şi :

$$\bar{B} = \mu_0 \bar{H} = \frac{\bar{k}}{4\pi}\left[\int_{s_1} \frac{\rho_{stm}\left(-\frac{d}{2}\right)}{R^3}\,dA - \right. \quad (31)$$

$$\left. -\int \frac{\rho_{stm}\frac{d}{2}}{R^3}\,dA\right] = \frac{\bar{k}d}{4\pi}\int_{s_1}\frac{\rho_{stm}\,dA}{R^3}.$$

Prin discretizarea ultimei integrale se obţine :

$$B_i = \frac{d}{4\pi}\left[B_f \sum_{k=1}^{n_m}\frac{\Delta A_{km}}{R'^3_{ki}} + \sum_{k=1}^{n_p}\rho_{Ak}\frac{\Delta A_{kp}}{R^3_{ki}}\right], \quad (32)$$

relaţie care este descrisă efectiv în program.

Cu ajutorul relaţiilor descrise mai sus se poate calcula cîmpul sau inducţia în orice altă zonă a configuraţiei prezentată în figura 6.

2. Rezultate

În urma calculelor şi a măsurătorilor experimentale s-au obţinut rezultatele prezentate în tabelul 1, referitoare la modelul de 80 A.

Tabelul 1

Rezultatele calculate şi măsurate

Zona de stingere a arcului / Mod de determinare B, (T)	S_{12}	S_{13}	S_{19}	S_{20}	S_{26}	S_{27}
măsurat	0,012	0,012	,0012	0,012	0,012	0,012
calcul metoda Roters	0,0136	0,0136	0,013	0,013	0,013	0,013
calcul metoda numerică	0,012	0,014	0,012	0,014	0,012	0,013

Pentru varianta nouă de cameră de stingere propusă de autori s-au făcut măsurători asupra inducţiei din zona de stingere a arcului cu ajutorul unui teslametru. De asemenea, pentru aceeaşi variantă s-a făcut un calcul analitic aproximativ cu metoda Roters [3] şi un calcul mai exact, folosind un procedeu numeric propus de autori.

Din analiza rezultatelor rezultă că metoda numerică de calcul propusă conduce la rezultate foarte apropiate de cele reale eroarea fiind aproximativ de 10 %.

Pentru a verifica eficacitatea noului model de dispozitiv de stingere propus s-au efectuat măsurători privind capacitatea de deconectare şi uzura electrică pentru variantele de contactoare LDE de 80A şi 150A, echipate cu noul model de cameră de stingere. Rezultatele obţinute s-au comparat cu rezultatele încercărilor efectuate pe aceleaşi modele echipate cu varianta de cameră de stingere clasică.

Ca parametru de comparaţie s-a luat timpul de ardere a arcului, care este determinant în ceea ce priveşte uzura electrică.

În figura 9, sînt prezentate oscilogramele curentului şi tensiunii obţinute la încercarea contactoarelor la 0,1 I_n. Se observă că timpul de ardere este de 20 ms la varianta nouă (fig. 9 a) şi de 33 ms la varianta clasică (fig. 9 b).

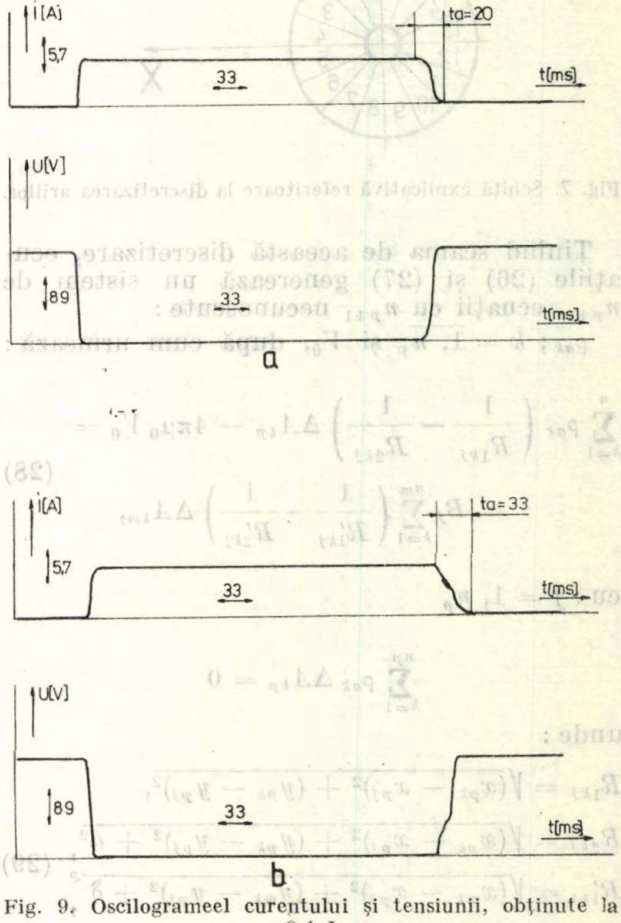


Fig. 9. Oscilogrameel curentului şi tensiunii, obţinute la 0,1 I_n.

În figura 10, se prezintă oscilogramele curentului şi tensiunii obţinute la încercarea variantei de 80 A, după efectuarea unei uzuri electrice (50 000 manevre), în regim DC_1.

Şi în acest caz se observă că timpul de ardere a arcului este mai redus în cazul variantei noi (7 ms, fig.10 a) faţă de varianta clasică (10 ms, fig. 10 b).

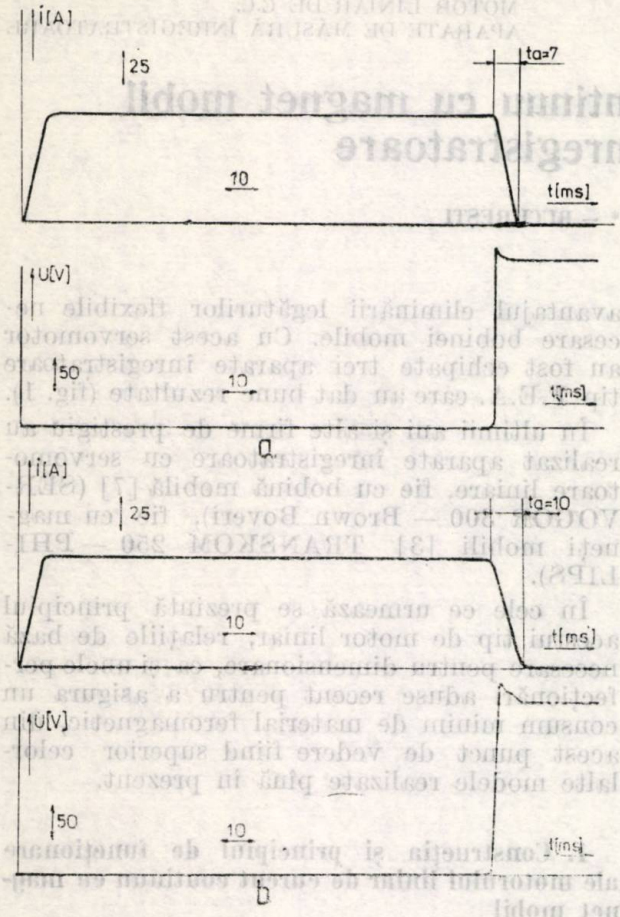


Fig. 10. Oscilogramele curentului şi tensiunii în regim DC_1, pentru varianta de 80 A, după 50 000 manevre.

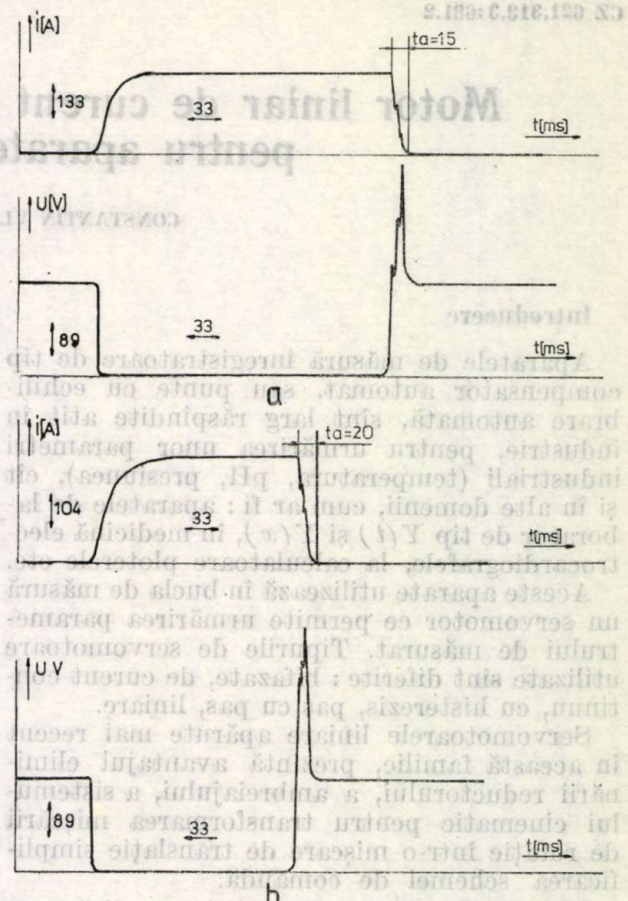


Fig. 11. Oscilogramele curentului şi tensiunii la încercarea contactelor în regim DC_5.

S-au mai efectuat încercări şi în regim DC_5, impuse de norme, obţinîndu-se, de asemenea, timpi de ardere a arcului mai mici în cazul variantei noi propuse de autori şi anume 15 ms (fig. 11 a) faţă de 20 ms (fig. 11 b), cît s-a obţinut în cazul variantei clasice.

Supratensiunile de comutaţie sînt comparabile pentru ambele variante.

Rezultate similare s-au obţinut şi pentru varianta LDE de 150 A.

3. Concluzii

În lucrare se propune o metodă numerică de calcul a inducţiei de suflaj în zona de stingere a arcului, care conduce la rezultate suficient de exacte faţă de cele măsurate. De asemenea, metoda de calcul propusă este mult mai exactă în comparaţie cu metoda Roters, care dă informaţii globale şi departe de realitate, în special în zona feritei.

Varianta constructivă de cameră de stingere propusă de autori s-a dovedit superioară variantei clasice, atît din punct de vedere al eficienţei stingerii arcului electric, cît şi din punct de vedere al preţului de cost.

De exemplu, în cazul variantei de 80 A, camera nouă costă aproximativ 26 lei/buc faţă de 52 lei/buc, pentru varianta clasică, iar în cazul variantei de 150 A, 54 lei/buc faţă de 103 lei/buc.

Considerînd o producţie anuală de 3 000 contactoare fabricate rezultă o economie de 78 100 lei pentru varianta de 80 A şi de 129 180 lei pentru varianta de 150 A.

În cazul variantei noi, propusă de autori, constructorul trebuie să aibă în vedere polarizarea bornelor de racord pentru ca suflajul arcului electric să fie ghidat spre zona camerei de stingere.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti 1984.

[2] *Hortopan, G., Panaite, V., Truşcă V.* ş.a. Probleme de aparate electrice, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1982.

[3] *Roters, H.* Electromagnetic Devices. London, John Wiley Sons 1963.

[4] * * * Catalog de ferite, I.F. Urziceni 1981.

[5] *Truşcă, V., Popescu, M.* Eficienţa suflajului magnetic la stingerea arcului electric de curent alternativ. În : EEA — Electrotehnica *26*, nr. 7, oct 1978, p. 260—265.

CZ 621.313.3:681.2

Motor liniar de curent continuu cu magnet mobil pentru aparate înregistratoare

CONSTANTIN VLAICU * — BUCUREȘTI

Introducere

Aparatele de măsură înregistratoare de tip compensator automat, sau punte cu echilibrare automată, sînt larg răspîndite atît în industrie, pentru urmărirea unor parametri industriali (temperatura, pH, presiunea), cît și în alte domenii, cum ar fi : aparatele de laborator de tip $Y(t)$ și $Y(x)$, în medicină electrocardiografele, la calculatoare ploterele etc.

Aceste aparate utilizează în bucla de măsură un servomotor ce permite urmărirea parametrului de măsurat. Tipurile de servomotoare utilizate sînt diferite : bifazate, de curent continuu, cu histerezis, pas cu pas, liniare.

Servomotoarele liniare apărute mai recent în această familie, prezintă avantajul eliminării reductorului, a ambreiajului, a sistemului cinematic pentru transformarea mișcării de rotație într-o mișcare de translație simplificarea schemei de comandă.

Ele sînt bazate pe interacțiunea dintre un ansamblu de magneți și o bobină parcursă de curent continuu.

Primele tipuri de servomotoare utilizate au bobina mobilă și sistemul de magneți staționari, bobina fiind alimentată prin conductoare flexibile [4], [5].

În urma cercetărilor care s-au făcut în cadrul Institutului politehnic București în colaborare cu F.E.A., între anii 1971—1980 a rezultat un servomotor liniar de c.c. un magnet mobil și bobină fixă [10] care prezintă avantajul eliminării legăturilor flexibile necesare bobinei mobile. Cu acest servomotor au fost echipate trei aparate înregistratoare tip F.E.A. care au dat bune rezultate (fig. 1).

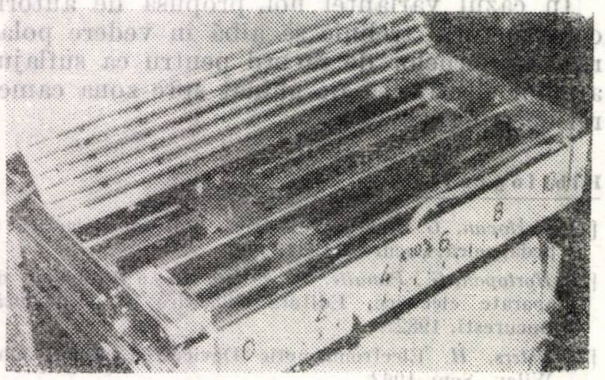


Fig. 1. Aparat înregistrator cu servomotor liniar cu magnet mobil tip ELR — 363.

* ing. *Vlaicu, C.* Institutul Politehnic București.

În ultimii ani și alte firme de prestigiu au realizat aparate înregistratoare cu servomotoare liniare, fie cu bobină mobilă [7] (SERVOGOR 300 — Brown Boveri), fie cu magneți mobili [3] TRANSKOM 250 — PHILIPS).

În cele ce urmează se prezintă principiul acestui tip de motor liniar, relațiile de bază necesare pentru dimensionare, ca și unele perfecționări aduse recent pentru a asigura un consum minim de material feromagnetic, din acest punct de vedere fiind superior celorlalte modele realizate pînă în prezent.

1. Construcția și principiul de funcționare ale motorului liniar de curent continuu cu magnet mobil

Motorul magnetoelectric liniar cu magnet mobil propus de autor și descris în continuare este format din două bare identice de formă paralelipipedică din fier moale cu proprietăți magnetice bune, pe care sînt executate cîteva straturi de bobinaj. Acesta este statorul motorului. Între barele așezate paralel este plasat magnetul permanent de formă paralelipipedică magnetizat după axa perpendiculară pe barele statorului.

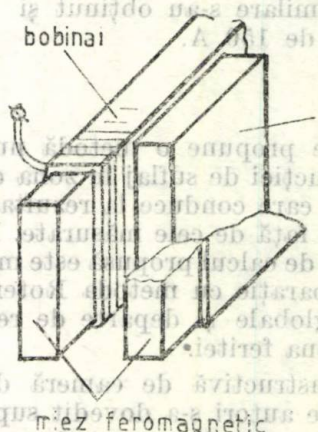


Fig. 2. Structura motorului liniar cu magnet mobil de curent continuu.

Magnetul este fixat pe căruciorul mobil al aparatului, ghidat pe două bare cilindrice paralele cu un sistem de role. Materialul utilizat pentru magneți este o ferită dură anizotropă de tip FS-4 cu o permeabilitate magnetică foarte apropiată de μ_0, astfel încît motorul să nu prezinte o forță ce ar tinde să ducă magnetul în poziția mediană în absența alimentării cu curent, conform tendinței de reluctanță minimă a sistemului.

Forța care ia naștere asupra magnetului poate fi explicată ca fiind consecința interacțiunii dintre cîmpul magnetic generat de magnetul permanent și conductoarele parcurse de curent ale bobinelor statorice aflate în acest cîmp: $\bar{F} = n.\bar{I}.a \times \bar{B}$.

Această expresie a forței nu pune în evidență dependența ei de energia magnetului, de volumul său, ca și de starea magnetică a miezurilor statorului.

Pentru calculul forței în regim static se adoptă ipoteze simplificatoare, foarte apropiate de situația reală în anumite condiții de funcționare.

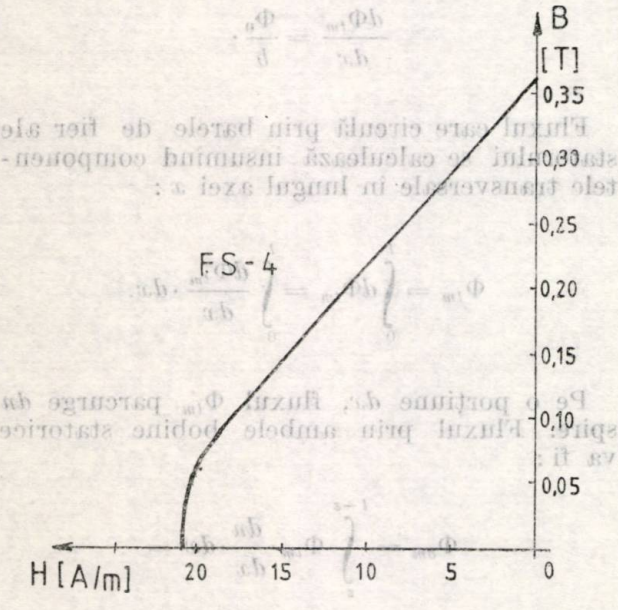


Fig. 3. Caracteristica de demagnetizare a feritei FS-4 utilizată pentru magnet.

Din figura 3, în care se prezintă caracteristica de demagnetizare a feritei FS—4, utilizată la magnetul permanent [2], se observă că în zona liniară foarte întinsă, ea are un raport $dB/dH \approx \mu_0$.

În această ipoteză, magnetul permanent poate fi înlocuit cu o spiră închisă, în aer, parcursă de curentul I_0, avînd conturul acestuia ca în figura 4:

$$I_0 = H_c \cdot h.$$

În figura 5 se prezintă spira echivalentă plasată în întrefier în locul magnetului.

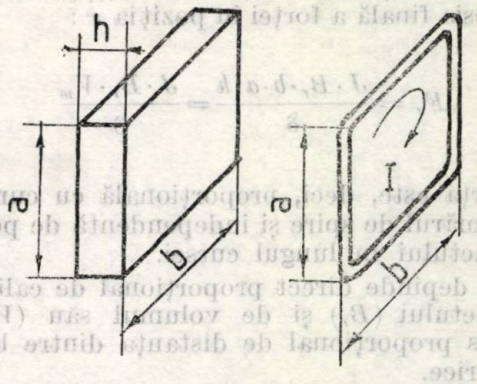


Fig. 4. Înlocuirea magnetului cu spira echivalentă parcursă de curentul I.

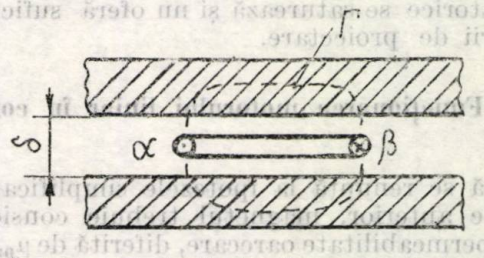


Fig. 5. Spira echivalentă plasată între barele statorice.

Din legea circuitului magnetic [9]:

$$\oint_{\Gamma} \bar{H} \cdot \overline{dl} = \iint_{\Sigma} i \cdot ds,$$

presupunînd H constant pe porțiuni, rezultă:

$$\sum \bar{H} \cdot \overline{dl} = \sum n \cdot i.$$

Se mai face ipoteza că miezurile statorului sînt nesaturate, astfel că: $H_{fe} \ll H_\alpha, H_\beta$,

$$\delta(H_\alpha - H_\beta) = n \cdot I.$$

Dar în aer:

$$B = \mu_0 \cdot H,$$

$$B_\alpha - B_\beta = \frac{\mu_0 \cdot n \cdot I}{\delta}.$$

Rezultă că la trecerea curentului prin bobina statorică apare o variație a inducției în întrefier. Prin plasarea spirei echivalente în întrefier apare forța electromagnetică:

$$F_x = F_\alpha - F_\beta = I_0 \cdot a \cdot B_\alpha -$$

$$-(-I_0 \cdot a \cdot B_\beta) = \mu_0 \cdot \frac{n \cdot I}{\delta} \cdot I_0 \cdot a,$$

Dacă se notează cu : $J = n \cdot I/b$ — solenaţia specifică pe unitatea de lungime, sau în general di/dx şi $I_0 = H_c \cdot h = h \cdot B_r/\mu_0$, rezultă expresia finală a forţei în poziţia x :

$$F_x = \frac{J \cdot B_r \cdot b \cdot a \cdot h}{\delta} = \frac{J \cdot B_r \cdot V_m}{\delta} \qquad (1)$$

Forţa este, deci, proporţională cu curentul şi numărul de spire şi independentă de poziţia magnetului în lungul cursei.

Ea depinde direct proporţional de calitatea magnetului (B_r) şi de volumul său (V_m) şi invers proporţional de distanţa dintre barele statorice.

Această expresie a forţei nu caracterizează complet fenomenele care intervin în funcţionarea acestui tip de motor, mai ales cînd barele statorice se saturează şi nu oferă suficiente criterii de proiectare.

2. Funcţionarea motorului liniar în condiţii reale

Dacă se renunţă la ipotezele simplificatoare făcute anterior, magnetul trebuie considerat cu o permeabilitate oarecare, diferită de μ_0, ocupînd o poziţie x faţă de stator, aşa cum se vede în figura 6.

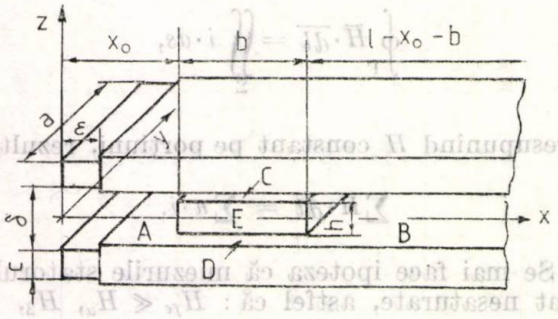


Fig. 6. Schiţa motorului utilizată la calculul distribuţiei fluxurilor.

Se deosebesc în acest caz mai multe zone cu reluctanţe diferite. Reluctanţa magnetică echivalentă în dreptul magnetului :

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_c + \mathcal{R}_D + \mathcal{R}_E = \frac{1}{g_5 \cdot b}.$$

Dacă magnetul se înlocuieşte cu o solenaţie magnetomotoare echivalentă : $\theta_0 = H_c \cdot h$ se poate calcula fluxul magnetului permanent în lipsa curentului statoric :

$$\Phi_0 = \theta_0 \cdot \frac{1}{\mathcal{R}} = \theta_0 \cdot \frac{g_1 \cdot g_5 \cdot b \cdot (l - b)}{g_1(l - b) + g_5 \cdot b}.$$

Dacă $\mu_{mag} \simeq \mu_0$, se obţine $g_1 = g_5 = g$ şi deci :

$$\Phi_0 = \theta_0 \cdot \frac{g \cdot (l - b) \cdot b}{l}$$

În continuare se studiază motorul în diferite ipoteze pentru a ajunge la expresia generală a forţei ce caracterizează funcţionarea acestuia.

2.1. Repartiţia fluxului magnetului permanent în absenţa curentului statoric

Se admite ipoteza absenţei curentului prin bobinajul statoric.

Componenta transversală Φ_{tm} a fluxului dat de magnet în zonele A şi B, va fi :

$$\frac{d\Phi_{tm}}{dx} = \frac{\Phi_0}{l - b},$$

iar zona magnetului :

$$\frac{d\Phi_{tm}}{dx} = \frac{\Phi_0}{b}.$$

Fluxul care circulă prin barele de fier ale statorului se calculează însumînd componentele transversale în lungul axei x :

$$\Phi_{lm} = \int_0^l d\Phi_{tm} = \int_0^l \frac{d\Phi_{tm}}{dx} \cdot dx.$$

Pe o porţiune dx, fluxul Φ_{lm} parcurge dn spire. Fluxul prin ambele bobine statorice va fi :

$$\Phi_{bm} = \int_{\varepsilon}^{l-\varepsilon} \Phi_{lm} \cdot \frac{dn}{dx} \cdot dx =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot N \cdot l}{l - 2 \cdot \varepsilon} \cdot \left(\frac{x + 2\varepsilon}{l - b} - 1 \right) \cdot \Phi_0$$

Dacă magnetul se mişcă, atunci x variază cu viteza : $V = dx/dt$.

Fluxul Φ_{bm} — variază corespunzător şi în bobină ia naştere o tensiune electromotoare :

$$e = \frac{d\Phi_{bm}}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{\theta_0 \cdot g \cdot b \cdot 2 \cdot N}{l - 2 \cdot \varepsilon} \cdot \frac{dx}{dt}.$$

Rezultă că, în acest caz motorul se comportă ca un generator de curent continuu.

Dacă statorul va fi parcurs de curentul I, se va obține funcția de motor :

$$e \cdot I = F_x \cdot \frac{dx}{dt},$$

în care se exprimă bilanțul energetic :

$$\frac{F_x}{I} = e/\frac{dx}{dt} = \frac{\theta_0 \cdot g \cdot b \cdot 2 \cdot N}{l - 2 \cdot \varepsilon}.$$

Dacă se notează pînza de curent statorică : $J = \frac{2 \cdot N \cdot I}{l - 2 \cdot \varepsilon}$ rezultă :

$$F_x = J \cdot \theta_0 \cdot g \cdot b.$$

Dacă se neglijează dispersia, $g = \frac{\mu_0 \cdot a}{\delta}$ și se consideră :

$$\theta_0 \simeq Hc \cdot h \simeq Br \cdot h/\mu_0,$$

atunci : $F_x = \frac{J \cdot Br \cdot Vm}{\delta}$ expresie deja obținută la descrierea principiului de funcționare.

3.2. Repartiția fluxului dat de curentul statoric în absența magnetului

Barele statorului, parcurse de curent, se comportă în absența magnetului ca o linie lungă magnetică cu constante uniform distribuite ca în figura 7.

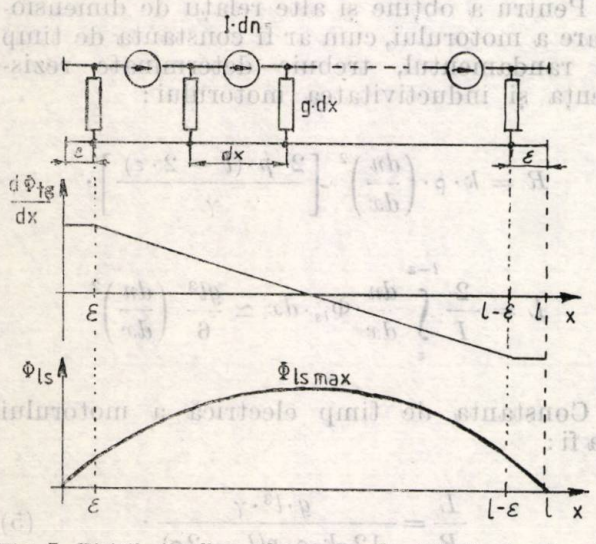


Fig. 7. Distribuția fluxurilor în barele statorice în absența magnetului.

În acest caz, variația fluxului transversal, în ipoteza barelor nesaturate, este liniară cu excepția zonelor de lungime ε de la capete, datorită bobinajului uniform-distribuit. Se neglijează dispersia la capete presupunînd reluctanța de capăt infinită.

Deoarece :

$$\frac{d\Phi_{ts}}{dx} = -J \cdot g,$$

rezultă :

$$\Phi_{ls}(x) = \int_0^x \frac{d\Phi_{ts}}{dx} \cdot dx = \frac{J \cdot g}{2} \cdot (l \cdot x - \varepsilon^2 - x^2),$$

$$\Phi_{ls\,max} = \frac{N \cdot I \cdot g \cdot (l + 2 \cdot \varepsilon)}{4} \simeq \frac{J \cdot g \cdot l^2}{8}. \quad (2)$$

Se observă că această valoare a fluxului maxim se obține la mijlocul statorului și ea variază cu l^2. În această zonă, dacă barele au secțiune constantă, apare saturația fierului.

2.3. Fluxul maxim în condiții reale de funcționare

Dacă se neglijează dispersia și se presupune că barele statorice sînt nesaturate, se poate utiliza principiul superpoziției :

$$\frac{d\Phi_{fe}}{dx} = \frac{d\Phi_{im}}{dx} + \frac{d\Phi_{ls}}{dx}.$$

Pentru a determina maximul fluxului se anulează derivata :

$$x_{max} = \frac{l}{2} + \frac{\theta_0 \cdot b}{J \cdot l},$$

iar expresia fluxului maxim va fi :

$$\Phi_{max} = \frac{x_{max} \cdot \Phi_0}{l - b} + (l \cdot x_{max} - \varepsilon^2 - x_{max}^2) \cdot \frac{J \cdot g}{2}$$

Deoarece : $\varepsilon^2 \ll l^2$, $\left(\approx \frac{1}{250}\right)$ rezultă :

$$\Phi_{max} = \frac{g}{8 \cdot I \cdot l^2} \cdot (2\theta_0 \cdot b + J \cdot l^2)^2.$$

Din această expresie se vede că punctul unde apare prima dată saturația, la creșterea curentului I, este situat în apropierea mijlocului cursei de o parte sau de alta a acestuia, funcție de sensul curentului statoric.

În cazul în care $J \cdot l^2 \gg 2 \cdot \theta_0 \cdot b$, punctul de saturație tinde către mijlocul cursei.

3. Criterii de dimensionare a motorului liniar cu magnet mobil

Caracteristica forță-deplasare a motorului liniar cu bare statorice de secțiune constantă dată în figura 8, pune în evidență faptul că

forţa dezvoltată este constantă pe toată lungimea cursei şi creşte liniar cu curentul, atît timp cît miezurile feromagnetice nu se saturează.

La apariţia saturaţiei forţa se limitează în porţiunea de mijloc a cursei sau chiar începe să scadă. De aceea, chiar dacă la capete forţa are valori mai mari, forţa nominală trebuie considerată cea minimă, determinată de fenomene de saturaţie.

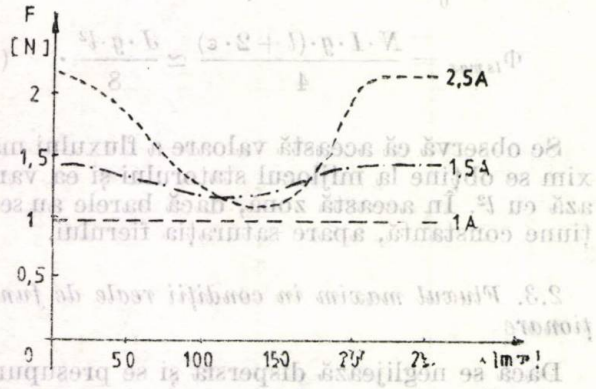


Fig. 8. Caracteristica forţei statice dezvoltată de motorul liniar cu bare statorice cu secţiune constantă.

Înlocuind în expresia fluxului maxim pe: $In = \frac{F_n}{\theta_0 \cdot g \cdot b}$,

$$\Phi_{max} = \frac{F_n \cdot l^2}{8 \cdot \theta_0 \cdot b} \cdot \left(1 + 2 \cdot g \cdot \frac{\theta_0^2 \cdot b^2}{F_n \cdot l^2}\right)^2 \cdot \qquad (3)$$

Această expresie este importantă în dimensiunea motorului liniar deoarece în ea apar principalele variabile geometrice ale statorului şi ale magnetului.

În scopul utilizării raţionale a fierului, care are ponderea principală în gabaritul motorului, s-a adoptat soluţia unor miezuri magnetice statorice cu secţiune variabilă, realizate din tole de lungimi diferite, lipite între ele cu răşini, ca în figura 9.

Legea de variaţie a secţiunii se deduce din condiţia $B = \text{const}$ pe toată lungimea miezurilor statorice aplicată relaţiei fluxului longitudinal:

$$\Phi_{ls} = B \cdot A(x) = \frac{J \cdot g}{2} \cdot (l \cdot x - \varepsilon^2 - x^2).$$

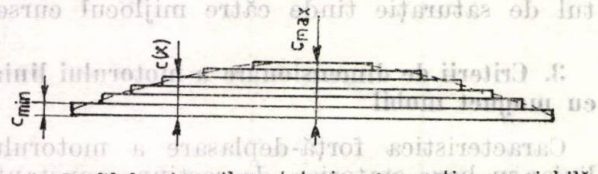


Fig. 9. Profilul miezurilor statorice cu secţiune variabilă realizate din tole.

Valoarea maximă a secţiunii care rezultă pentru valoarea aleasă a inducţiei va fi:

$$A_{max} = a \cdot C_{max} = \frac{2 \cdot N \cdot I \cdot g\,(l + 2\varepsilon)}{8 \cdot B} \simeq \frac{J \cdot g \cdot l^2}{8 \cdot B},$$

sau grosimea pachetului de tole:

$$c(x) = \frac{J \cdot g}{2 \cdot a \cdot B} \cdot (lx - \varepsilon^2 - x^2) \text{ şi:}$$
$$C_{max} = \frac{J \cdot g \cdot l^2}{8 \cdot a \cdot B} \cdot \qquad (4)$$

Motorul astfel dimensionat realizează, cu o cantitate de fier mai mică, forţă nominală mai mare şi mai constantă în lungul cursei.

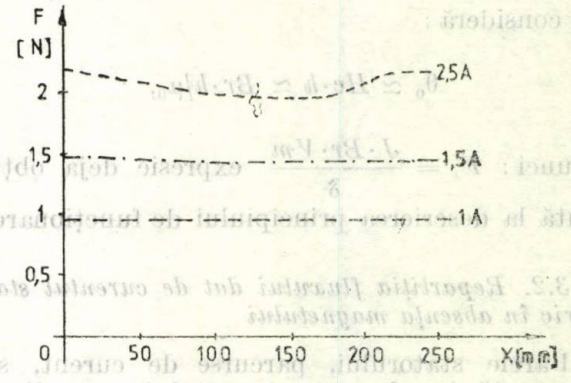


Fig. 10. Caracteristica forţei statice dezvoltată de motorul liniar cu bare statorice cu secţiune variabilă.

Pentru a obţine şi alte relaţii de dimensionare a motorului, cum ar fi constanta de timp şi randamentul, trebuie determinate rezistenţa şi inductivitatea motorului:

$$R = k \cdot \rho \cdot \left(\frac{dn}{dx}\right)^2 \cdot \left[\frac{2 \cdot p \cdot (l - 2 \cdot \varepsilon)}{\gamma}\right],$$

$$L = \frac{2}{I} \int_{\varepsilon}^{l-\varepsilon} \frac{dn}{dx} \cdot \Phi_{ls} \cdot dx \simeq \frac{gl^3}{6} \left(\frac{dn}{dx}\right)^2.$$

Constanta de timp electrică a motorului va fi:

$$\frac{L}{R} = \frac{g \cdot l^3 \cdot \gamma}{12 \cdot k \cdot \rho \cdot p(l - 2\varepsilon)}. \qquad (5)$$

Pentru a comanda uşor motorul este necesară o constantă de timp cît mai mică. Valoarea randamentului se poate aprecia din factorul:

$$\frac{F^2}{P_{cu}} = \frac{\theta_0^2 \cdot g^2 \cdot b^2 \cdot \gamma}{k \cdot \rho \cdot p(l - 2\varepsilon)};$$

$$\text{sau:} \quad \frac{L}{R} = \frac{l^3}{12\,\theta_0^2 \cdot b^2 \cdot g} \cdot \frac{F^2}{P_{cu}}. \qquad (6)$$

Se observă, în aceste relaţii, tendinţele antagoniste dintre randament şi constanta de timp, ceea ce presupune un compromis bine justificat, în funcţie de condiţiile aplicaţiei avută în vedere. În proiectarea motorului trebuie ţinut seama şi de faptul că:

$$\frac{d\Phi_{ls}}{dx} < \frac{d\Phi_{lm}}{dx},$$

astfel ca punctul de funcţionare al magnetului să nu cadă pe porţiunea neliniară a curbei de demagnetizare ceea ce poate conduce la demagnetizarea ireversibilă a magnetului permanent.

4. Concluzii

Motorul liniar de c.c. cu magnet mobil, prezentat şi utilizat de autor în aparate de măsură înregistratoare, oferă avantaje importante şi în alte domenii ale tehnicii, unde este necesară o deplasare liniară reversibilă, pe o distanţă relativ scurtă. El păstrează calităţile de flexibilitate în comandă, proprii motoarelor de curent continuu, fără inconveniente legate de comutaţie, contacte alunecătoare sau legături flexibile.

Din relaţiile (1) şi (2) se desprinde concluzia că forţa dezvoltată de motor este direct proporţională cu curentul şi numărul de spire ale bobinajului, atîta timp cît barele statorice nu se saturează. De asemenea rezultă că la un volum impus pentru magnet este avantajos a se mări lungimea şi lăţimea acestuia, micşorînd grosimea, în scopul reducerii distanţei dintre barele statorice. Se obţine, astfel, cu acelaşi volum al magnetului, o forţă mai mare.

Pentru utilizarea optimă a materialului magnetic al barelor statorice este mai avantajoasă soluţia miezurilor magnetice cu secţiune variabilă.

Din criteriile de proiectare prezentate de relaţiile (1), (3), (4), (5), şi (6) se desprinde ideea că trebuie realizat un compromis acceptabil între randament, cantitatea de cupru şi fier utilizată şi constanta de timp.

Compromisul depinde de aplicaţia în care se utilizează servomotorul liniar.

Astfel, la aparatele înregistratoare unde funcţionarea este intermitentă, cu pauze relativ mari, se urmăreşte realizarea unei constante de timp, folosirea unor cantităţi mici de cupru şi fier, chiar dacă randamentul obţinut este mai mic.

Notaţii utilizate

- n — numărul de conductoare aflate în cîmpul magnetic;
- a — lungimea activă a spirelor; lăţimea magnetului;
- b — lungimea magnetului;
- h — grosimea magnetului;
- c — grosimea barelor statorice;
- l — lungimea barelor statorice;
- I — curentul ce parcurge conductoarele;
- δ — mărimea întrefierului; distanţa între miezuri;
- J — solenaţia specifică pe unitatea de lungime;
- V_m — volumul magnetului permanent;
- g — permeanţa transversală pe unitatea de lungime;
- N — numărul total de spire pe o bobină statorică;
- ε — lungimea nebobinată a barelor statorice;
- Φ_{tm} — fluxul transversal dat de magnet;
- Φ_{lm} — fluxul longitudinal dat de magnet;
- Φ_{bm} — fluxul prin bobină dat de magnet;
- Φ_{ts} — fluxul transversal dat de curentul statoric;
- Φ_{ls} — fluxul longitudinal dat de curentul din bobină în barele statorice;
- x_{max} — poziţia fluxului longitudinal maxim;
- Φ_{max} — fluxul longitudinal maxim în barele statorice;
- k — factor de umplere a bobinajului statoric;
- ρ — rezistivitatea cuprului;
- p — perimetrul mediu al spirelor statorice;
- γ — greutatea specifică a cuprului;
- P_a — pierderile active în cupru.

Bibliografie

[1] *Ashton, D. F.* The application of a d.c. linear motor to automatic electricity motor testing. In: Electricity Council Reasearch nr. 8/1969.

[2] Intr. de Ferite Urziceni. Catalog de produse, 1984.

[3] *Langlois, J., Foetzki, H.* Linearmotor und Regelung des Nachlaufsystems für einen 12 — kanal — Punktdrucker. In: ETZ Archiv Bd. 3(1981) H.3.

[4] * * * Fiche téchnique Schlumberger — Indicateur enregistreur potentiometric Monoréx. 1971.

[5] * * * Fostre Cambridge Clearspan P 130 L; P 120 L; P 250 L; Electronic Recorders, Leafleats 10017 0803, 16009.

[6] *Provaznik, F.* Projectorani stejnosmernych linearnih motoru. In: Elektrovyzkum, R.S.C.S., nr. 1/1974.

[7] *Puschban, F.* Neuer kompensations — Linienschreiber mit Linearmotor B.B.C. Nachrichten 1977, Hef 8/9.

[8] * * * T.D.K. Ferrites — vol. 4. Ferrite magnets. T.D.K. Electronics Co.L.T.D.

[9] *Răduleţ, R.* Bazele electrotehnicii — culegere de probleme, vol. I şi II, E.D.P. Bucureşti, 1975.

[10] *Iliescu, C., Vlaicu, C.* Motor magnetoelectric liniar de curent continuu. Brevet de invenţie nr. 60745/1973

CRONICA

Noutăți prezentate de Robotron la Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1986

La Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1986 VEB Kombinat Robotron, una din firmele cu renume în domeniul tehnicii informaționale, de birou și de electronică, a propus și oferit soluții interesante privind :

— tehnică de birou, informatică și telecomunicații ;
— studii și realizări de proiecte asistate de calculator ;
— comanda instalațiilor automate industriale ;
— tehnica de control și a măsurării aplicate.

Ca furnizor, Robotron oferă echipamente pentru cabine de formare profesională și laboratoare la cheie, cu o gamă largă de aparate cu grad mare de diversificare. Sectoarele privilegiate sînt sălile de clasă pentru învățămîntul tehnic, atelierele de practică și laboratoarele, cu posibilitatea unor variante corespunzătoare specificate de țara care le solicită.

Ca anexă se oferă documentația pedagogică corespunzătoare materialului, prestații de inițiere și de formare.

Echipamentele complete ce se oferă sînt destinate institutelor de învățămînt general, formațiilor profesionale și școlilor pentru tehnicieni și ingineri.

Pentru cercetare, dezvoltare și producție Robotron oferă echipamente de lucru, măsură și control ca :

— post de măsură a puterii sonore ;
— post de analiză a vibrațiilor și percuțiilor ;
— sisteme de încercare a cablurilor ;
— aparate de control al plăcuțelor de circuite imprimate ;
— post de lucru pentru încercări ;
— ateliere de service pentru aparate electronice.

Echipamentele puse la dispoziția utilizatorilor au o înaltă compatibilitate tehnică și pedagogică.

Prin posibilitățile sale de întreprindere generală de instalații și echipamente complete Robotron garantează eficiența la toate nivelele de învățămînt, asigurînd toate prestațiile, de la studii în fază de proiect la livrarea de materiale, inițierea privind funcționarea echipamentului și formarea corpului profesional.

Măsuri și control electronic — Robotron

Gama de materiale pe care le oferă Combinatul Robotron la export este diversificată și adaptată nevoilor utilizatorilor. Ea se axează, în principal, pe următoarele trei complete tehnice :

— automatizarea controlului și a măsurărilor ;
— localizarea defectelor în cabluri și linii ;
— măsurarea nivelului sonor al vibrațiilor și al forței.

În sectorul automatizării controlului și măsurării se pune accentul pe aparatura de control al plăcuțelor de circuite imprimate — **Robotron M 3003** și aparate de încercări automate ale cablajului — **Robotron P 3000.**

Aparatura de control rațional al plăcuțelor de circuite imprimate este inclusă în linia electronică de fabricație în timpul extrem de rapid și fiabil al desfășurării programării.

Robotron P 3000 combină automatele care controlează rapid și economic cablajul scalelor și al atlor dispozitive similare, ca și plăcuțele de circuite imprimate — neechipate. Aceste două materiale asigură un înalt grad de raționalizare.

În sectorul aparatelor de detectare a defectelor cablurilor se oferă **aparatul de localizare a defectelor 80050,** funcționînd cu ajutorul unui microprocesor. Acest aparat poate determina toate defecțiunile în cablurile de înaltă și joasă tensiune, de telefonie și de telecomunicații, comandă și semnalizare.

Un sistem de aparate de laborator, aparate portabile și dispozitive le intervenție, aplicabil în industrie, permite măsurarea nivelului sonor și al vibrațiilor, ceea ce îl face util pentru numeroase funcțiuni. Este cazul înregistratoarelor portabile de vibrații asupra omului, **Robotron M 1301**, care se utilizează pentru supravegherea reglării igienei muncii în transport și construcții, ca și în agricultură și silvicultură.

Acest complet de aparate pe stîlpi cu afișaj numeric și analogic sesizează efectele vibrațiilor asupra omului, conducînd la respectarea normelor în acest domeniu.

Pentru măsurarea complexă a intensității forțelor s-a fabricat o gamă de aparate pentru laboratoare și pentru hale industriale. Tehnica utilizată permite măsurarea maselor și forțelor statice, ca și a altor mărimi mecanice. **Înregistratorul de precizie Robotron M 1604,** funcționînd conform metodei frecvenței curentului portant, cunoscut în special pentru echiparea balanțelor de dozare și a basculelor de piese de schimb, este echipat cu o interfață de proces.

Tehnică Robotron de automatizare pentru procese continue de fabricație —CAD/CAM

Combinatul Robotron propune o serie de sisteme și de componente CAD/CAM de diferite puteri, care permit inventatorilor, creatorilor, și inginerilor efectuarea studiilor, proiectelor și tehnologiilor de fabricație asistate de calculator.

Din aceste sisteme face parte noua linie de profil pe termen lung „Posturi de lucru CAD/CAM pe instalații de prelucrare electronică a datelor din clasa ESER", care este o condiție a măririi asistenței instalațiilor ESER existente, sau în curs de instalare, în vederea raționalizării superioare a funcționării sistemelor CAD/CAM elaborate. În felul acesta se realizează conexiunea periferică grafică specifică, existentă deja în instalațiile ESER, prin intermediul unui organ de comandă modificată a sistemului ecran **Robotron EC 7920.**

În sfera de utilizare a mini și microcalculatoarelor se fabrică sistemul de prelucrare a imaginilor numerice **(BVS), Robotron A 6471,** postul de lucru CAD/CAM interactiv performant, ca și posturi de lucru pentru birou și de tehnologie **(AKT) Robotron 6454** cu echipament periferic extins. Sînt de subliniat la acesta o serie de elemente ca :

— Avantajul esențial al terminatului inteligent grafic **(IGT) Robotron K 8918** rezidă în gradul înalt de rezoluție și în inteligența sa locală de care depinde ordinatorul. Terminalul se poate adapta cu ușurință la sistemele cu nucleu grafic.

— Cu digitalizorul **Robotron K 6404** și care prin cablu beneficiază de numeroase logiciale de numerizare, se pot percepe datele grafice, transformate în format Metafil 6 KS pe un suport de informații, în vederea unei reprelucrări. Este vorba de o altă variantă de digitalizor la care acesta funcționează ca perceptor de date interactiv pentru sistemul GKS.

Pentru ieșirea grafică, utilizatorul dispune de un trasor de curbe A—3 Robotron K 6418 și de noile trasoare de curbe A—2 Robotron K 6411, ca și de imprimante cu indicator și de termoimprimante pe care le construiește combinatul în numeroase variante.

Trasorul de curbe K 6411, posedînd opt puncte de permutare automată este ideal în realizarea desenelor tehnice. El se caracterizează prin performanțe superioare, viteză și inteligență.

Pentru captarea informațiilor alfanumerice și grafice poate fi utilizat sistemul de captare a datelor de funcționare Robotron A 5222.

Pentru periferia automatizării proceselor industriale, Robotron propune, printre altele, un nou analizor de azot NOI—6, un analizor de particule și un sistem automat de control al tarozilor și de detectare a fisurilor.

Rețele de informații și sisteme de comunicare performanțe cu ajutorul tehnicii informaționale și a telematicii Robotron și RFT

În expoziția Combinatului Nachrichtenelektronik au predominat noile soluții de comunicații și transmisii numerice. În sectorul de aplicare a comunicațiilor de birou informațiile sînt date pe baza extinderii rețelelor de comunicații la nivelul întreprinderii, în special pe baza posibilităților de raționalizare a comunicațiilor de întreprindere (de birou) cu tehnică de telecomunicații RFT, combinată cu tehnica de informații și de comunicații din centrala cu posturi secundare **NZ 400 D** și instalații de minitransmisie, care reprezintă inovația cea mai recentă.

NZ 400 D este o instalație de posturi telefonice secundare cu memorie programată, dispunînd de o capacitate de branșament de pînă la 128 unități, pentru beneficiari de tehnică de comunicații, un amendamen modern permițînd telefonie confortabilă, fiind la nivelul exigențelor în materie de rețele de comunicații telefonice numerice integrate. Ca concepție, acesta se prezintă ca o piatră unghiulară în sistemul de instalații de posturi secundare de la 16 la 334 unități de racordare.

NZ 400 D oferă posibilități de implantare tehnică și economică avantajoasă în întreprinderi și administrații mici și mijlocii. Funcționarea fiabilă și silențioasă permite instalarea acesteia fără probleme oriunde. Alte avantaje pe care le prezintă sînt consumul redus de energie, de aproximativ 2 W/UT pe timpul montajului, punerea în funcțiune în 0,1 h/UT.

Concepția instalațiilor NZ 400 D, care intervine la comandă printr-un cuplaj de mai multe ordinatoare, compuse dintr-un ordinator central de comandă și două ordinatoare secundare, se distinge atît pentru material, cît și pentru logicial, printr-o strucură modulară.

Toate acestea oferă beneficiarului o serie de avantaje, în special în ceea ce privește extinderea sistemului, fiabilitatea în funcționare, gestionarea și mentenanța sistemului, satisfacerea nevoilor specifice ale clientelei și diagnosticul erorilor.

Pentru comunicarea între instalație și o operatoare se poate monta un post de comandă. Acesta din urmă se prezintă ca un modul periferic de comandă prin procesorul ordinatorului central, dispunînd de o claviatură de semnalizare cu 16 poziții și de un cîmp LED. Datorită acestui post de comandă operatoarea și toți interlocutorii conectați în posturile secundare, prin toate telefoanele cu disc cu numere sau cu claviatură, pot profita de o largă gamă

de prestații interesante : semnalizările, schema de cablaj-extern-intern manual și automat, perceperea taxelor telefonice, înregistrarea lor, transferul apelurilor, legăurile rapide, derivațiile de apel, pauza telefonică, legăturile la conferințele telefonice, luarea apelului, rechemările automate, defectele, semnalul adresat unui interlocutor în linie, branșarea grupată și serviciul de noapte. În conexiune cu NT 400 D poate funcționa un telex de recepție sau o imprimantă pentru înregistrarea proceselor verbale (mentenanță, service, perceperea taxelor).

Instalația de minicomunicare numerică UVA este un sistem modern cu comandă prin microordinator pentru comutarea vocilor telefonice analoge. Ea servește de interfon direcție-secretariat în birouri (de exemplu pentru secretara direcției), standard de post auxiliar pentru comunicații telefonice diversificate în întreprinderile mici, anexele întreprinderilor și administrații. De asemenea, se utilizează în egală măsură în imobile de locuințe pentru comunicații între apartamente. Se mai poate branșa la toate instalațiile standard funcționînd prin impulsuri, conform normelor internaționale, și la toate posturile telefonice. UVA permite o comunicație internă rapidă și un acces imediat la rețeaua telefonică publică. În raport cu instalațiile electromecanice tradiționale UVA oferă posibilitățile tehnice așteptate și o productivitate foarte mare întrucît reunește o multitudine de funcțiuni într-un singur aparat. UVA posedă o memorie a numerelor de apel și o protecție de apel absolută.

G. Andrei

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul : Întreprinderea Poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2099

1988 NOV 2 8

E 2040/1

1985 SEP 1

Electrotehnica Electronica Automatica

BIBLIOTECA

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 34 • NR. 4 • MAI 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 4 mai 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.38 : 681.32 : 519.688
OPTIMIZARE
FIABILITATE
PROGRAMARE NELINIARĂ
Căluneanu, V. M., Popenţiu, Fl. : **Optimizarea alocării fiabilităţii componentelor unor sisteme complexe cu mare pondere funcţională.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1968, p. 149
Se prezintă două tehnici moderne de programare neliniară : SUMT şi SWIFT, utilizate pentru optimizarea alocării fiabilităţii sistemelor complexe.

CZ 621.313 : 621.3.018
MOTOR ASINCRON
INVERTOR DE CURENT
CUPLU ELECTROMAGNETIC
Răduţi, C., Ţigler, M. : **Asupra comportării motoarelor asincrone alimentate de la convertizoare statice de frecvenţă şi recomandări privind proiectarea motoarelor.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 153
În lucrare se determină cuplul electromagnetic al motorului asincron alimentat de la convertizor static de frecvenţă şi se indică unele procedee de diminuare a cuplului atît de partea convertizoarelor, cît şi privitor la proiectarea motoarelor.

CZ 621.318.2 : 621.317.3 : 531.781
CONTACT MAGNETIC
SUPRAFAŢĂ DE CONTACT
FORŢĂ DE ATRACŢIE
Suciu, I. : **Influenţa profilului suprafeţei de contact magnetic asupra forţei de atracţie (III).**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 159
Lucrarea se referă la influenţa pe care o manifestă profilul suprafeţei de contact magnetic asupra forţei de atracţie la electromagneţi şi prezintă formule pentru calculul forţei portante.

CZ 621.314.263
CONVERTOR STATIC DE MEDIE FRECVENŢĂ
Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H. : **Analiza unor scheme convenţionale de reglare pentru un convertor static de medie frecvenţă cu compensare paralel a sarcinii.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 163
Se prezintă două scheme convenţionale de reglare a convertorului static de medie frecvenţă, pentru care se studiază funcţiile de transfer, răspunsurile indiciale, trasarea şi interpretarea pe calculator a răspunsurilor. Se analizează influenţa unor perturbaţii uzuale asupra acestor sisteme.

CZ 621.313.3 : 621.314.5
TRANSLATOR
CONVERTOR
MOTOR PAS CU PAS
Voiculescu, E. : **Circuite de comandă pentru motoare pas cu pas.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 167
Se prezintă principalele blocuri funcţionale necesare pentru comanda şi alimentarea cu două tensiuni a motoarelor pas cu pas de medie putere.

CZ 621 — 83
PROIECTARE ACŢIONĂRI ELECTRICE
MICROCALCULATOARE
Saal, C. : **Proiectarea acţionărilor electrice asistată de microcalculatoare de tip personal.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 172
Se redau posibilităţile oferite proiectantului şi cercetătorului de calculatoarele de tip personal în proiectarea acţionărilor electrice.

CZ 621.3.012 : 621.317.35
CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE
Cristea, P., Iordache, M., Mihai Cleante : **Procedeu iterativ de analiză a circuitelor electrice neliniare cu surse comandate utilizînd proiectori.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 177
Se prezintă un procedeu iterativ de găsire a tuturor variabilelor circuitului (tensiuni şi curenţi) care se aplică atît circuitelor electrice neliniare, cît şi la cele liniare care conţin toate cele patru tipuri de surse comandate diport. Această metodă separă aspectele topologice de cele de calcul, ceea ce permite schimbarea caracteristicilor de latură fără să se schimbe structura topologică.

CZ 621.317.7 : 621.3.027
APARATE ELECTRICE
TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE
Peicov, Al., Tuşaliu, P., Chelaru, R. : **Stand de aparate electrice şi tehnica tensiunilor înalte realizat în cadrul Facultăţii de electrotehnică din Craiova.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 181
Se prezintă standul de aparate electrice şi de tehnica tensiunilor înalte realizat în cadrul Facultăţii de electrotehnică din Craiova cu specificarea încercărilor ce pot fi realizate în cadrul acestuia.

NECROLOG 186

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.38: 681.32: 519.688
НАДЕЖНОСТЬ
НЕЛИНЕЙНОЕ ПРОГРАММИРОВАНИЕ
Кэтуняну, В. М., Попенциу, Фл.: **Оптимизация размещения надежности компонентов некоторых сложных систем с большим функциональным весом.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, май 1986 г., стр. 149

Представлены две современных техник нелинейного программирования SUMT и SWIFT, применённые для оптимизации размещения надежности сложных систем.

УДК 621.313: 621.3.018
АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ИНВЕРТЁР ТОКА
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ СЦЕПЛЕНИЕ
Рэдуци, К., Циглер, М.: **О поведении асинхронного двигателя, который питается от статических преобразователей частоты, и рекомендации по проектированию двигателей.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, май 1986 г., стр. 153

В работе определяется электромагнитное сцепление асинхронного двигателя, который питается от статического преобразователя частоты и показаны некоторые способы уменьшения сцепления как в части преобразователей, так и относительно проектирования двигателей.

УДК 621.318.2: 621.317.3: 531.781
МАГНИТНЫЙ КОНТАКТ
КОНТАКТНАЯ ПОВЕРХНОСТЬ
СИЛА ПРИТЯЖЕНИЯ
Сучу, И.: **Влияние профиля контактной магнитной поверхности на силы притяжения.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, май 1986 г., стр. 159

Работа описывает влияние профиля контактной магнитной поверхности на силы притяжения электромагнитов и представляет формулы для расчёта подъёмной силы.

УДК 621.314.263
СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
Киндриш, М., Дарие, С., Колоши, Т., Бэлан, Х.: **Анализ условных схем подстройки для статического преобразователя средней частоты с параллельным выравниванием нагрузки.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4 май 1986 г., стр. 163

Представляются 2 условных схем подстройки статического преобразователя средней частоты, для которого изучаются функции переноса указательные ответы, построение и интерпретация ответов на ЭВМ. Анализируется влияние некоторых обычных помех на эти системы.

УДК 621.313.3: 621.314.5
ТРАНСЛЯТОР
КОНВЕРТЁР
ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
Войкулеску, Е.: **Схемы управления для шаговых двигателей.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, май 1986 г., стр. 167

Представлены основные функциональные блоки необходимые для управления и питания с двумя напряжениями шаговых двигателей средней мощности.

УДК 621-83
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МИКРОПРОЦЕССОРЫ УПРАВЛЕНИЙ
Саал, К.: **Проектированнке электрических управленнй при помощи ЭВМ личного типа.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, nr. 4, май 1986 г., стр. 172

Представлены возможности, предоставленные ЭВМ личного типа в проектировании электрических управлений проектанту и исследователю.

УДК 621.3.012: 621.317.35
НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ
Кристеа, П., Иордаке, М., Клеанте, Михай: **Итеративный способ анализа нелинейных электрических схем с управленными источниками, используя проекторы.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, май 1986 г., стр. 177

Представлен итеративный способ нахождения всех переменных цепей (напряжения и токи), применяющих как для нелинейных электрических цепей, так и для нелинейных цепей включающих все 4 типа источников, управленных с двумя затворами. Этот метод отделяет топологические аспекты от аспекта расчёта, позволяя изменение шунтовых характеристик без изменения топологической структуры.

УДК 621.317.7: 621.3.027
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ
ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ
Пейков, Ал., Тушалиу, П., Келару, Р.: **Стенд электрических приборов и техники высоких напряжений, выполненный в рамках Электротехнического Факультета от Крайова.**
Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, май 1986 г., стр. 181

Представлен стенд электрических приборов и техники высоких напряжений, созданный в рамках Электротехнического факультета от Крайова с указанием тех испытаний, выполняемых в рамках факультета.

INHALT

DK 621.38 : 681.32 : 519.688
OPTIMIERUNG
ZUVERLÄSSIGKEIT
NICHTLINEARE PROGRAMMIERUNG
Căluneanu, V. M., Popenţiu, Fl.: **Die Optimierung der Zuteilung der Zuverlässigkeit der Bauelemente einiger komplexen Systeme mit grossem funktionellen Wert.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 4, Mai 1986, S. 149

Es werden zwei moderne Techniken für die nichtlineare Programmierung dargestellt: SUMT und SWIFT, die für die Optimierung der Zuteilung der Zuverlässigkeit der komplexen Systeme eingesetzt werden.

DK 621.313 : 621.3.018
ASYNCHRONMOTOR
STROMINVERTER
ELEKTROMAGNETISCHES PAAR
Răduţi, C., Ţigler, M.: **Über das Verhalten der Asynchronmotoren, die von statischen Frequenzumformern gespeist werden und Empfehlungen betreffend den Entwurf der Motoren.**
E.E.A.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, Mai 1986, S. 153

In der Arbeit wird das elektromagnetische Paar des Asynchronmotors, der von einem statischen Frequenzumformer gespeist wird, bestimmt und es werden winige Verfahren zur Verminderung des Paares sowohl an der Seite der Umformer, als auch betreffend den Motorentwurf angegeben.

DK 621.318.2 : 621.317.3 : 531.781
MAGNETISCHER KONTAKT
KONTAKTFLÄCHE
ANZIEHUNGSKRAFT
Suciu, I.: **Der Einfluss des Profils der magnetischen Kontaktfläche auf die Anziehungskraft.**
E.E.A.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, Mai 1986, S. 159

Die Arbeit bezieht sich auf den Einfluss, den das Profil der magnetischen Kontaktfläche auf die Anziehungskraft bei Elektromagneten ausübt und zeigt Formeln für die Berechnung der Auftriebskraft.

DK 621.314.263
STATISCHER UMFORMER MIT MITTELFREQUENZ
Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H.: **Analyse einiger herkömmlichen Regelschaltungen für einen statischen Mittelfrequenzumformer mit parallelem Ladungsausgleich.**
E.E.A.—**Electrotehnica 34**, Nr. 4, Mai 1986, S. 163

Es werden zwei herkömmliche Regelschaltungen für en statischen Mittelfrequenzumformer dargestellt, für die

die Übertragungsfunktionen, die Zahlantworten, die Festlegung und Interpretation auf dem Rechner der Antworten studiert werden. Es wird der Einfluss einiger üblichen Störungen auf diese Systeme untersucht.

DK 621.313.3 : 621.314.5
ÜBERTRAGER
KONVERTER
SCHRITTMOTOR
Voiculescu, E. : **Steuerkreise für Schrittmotoren.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 4, Mai 1986, S. 167

Es werden die wichtigsten funktionellen Blöcke, die für die Steuerung und Speisung mit zwei Spannungen der Schrittmotoren mit mittlerer Leistung notwendig sind, dargestellt.

DK 621—83
ENTWURF ELEKTRISCHE ANTRIEBE
MIKRORECHNER
Saal, C. : **Der Entwurf der elektrischen Antriebe, unterstützt von Mikrorechnern von persönlichem Typ.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 4, Mai 1986, S. 172

Es werden die Möglichkeiten, die dem Gestalter und Forscher von den Rechnern von persönlichem Typ beim Entwurf der elektrischen Antriebe geboten werden, dargestellt.

DK 621.3.012 : 621.317.35
NICHTLINEARE STROMKREISE
Cristea, P., Iordache, M., Cleante, Mihai : **Iteratives Untersuchungsverfahren für die nichtlinearen Stromkreise mit gesteuerten Quellen, die Projektoren verwenden.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 4, Mai 1986, S. 177

Es wird ein iteratives Verfahren für das Finden aller Stromkreisvariablen (Spannungen und Ströme), die sowohl bei nichtlinearen Stromkreisen, als auch bei linearen Stromkreisen, die alle vier Typen von Quellen, die verschieden gesteuert werden, enthalten, angewendet werden, beschrieben. Diese Methode trennt die topologischen von den Berechnungsaspekten, was die Änderung der Seitencharakteristiken gestattet, ohne dass die topologische Struktur geändert wird.

DK 621.317.7 : 621.3.027
ELEKTRISCHE GERÄTE
HOCHSPANNUNGSTECHNIK
Peicov, Al., Tuşaliu, P., Chelaru,R.: **Stand mit elektrischen Geräten und Hochspannungstechnik, der im Rahmen der Fakultät für Elektrotechnik aus Craiova verwirklicht wurde.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 4, Mai 1986, S. 181

Es wird der Stand mit elektrischen Geräten und Hochspannungstechnik, der im Rahmen der Fakultät für Elektrotechnik aus Craiova verwirklicht wurde, dargestellt, mit der Spezifizierung der Versuche, die im Rahmen desselben verwirklicht werden können.

CONTENTS

DC 621.38 : 681.32 : 519.688
OPTIMIZING
NONLINEAR PROGRAMMING
Căluneanu, V. M., Popenţiu, Fl. : **Optimizing the allocation of the component reliability in some complex systems with great functional weight.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 149

Two modern nonlinear programming techniques — SUMT and SWIFT-used in optimizing the allocation of the complex system reliability are presented.

DC 621.313 : 621.3.018
ASYNCHRONOUS MOTOR
CURRENT INVERTER
ELECTROMAGNETIC TORQUE
Răduţi, C., Ţigler, M. : **On the behaviour of asynchronous motors supplied by static frequency convertors and constructive measures regarding the asynchronous motors.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 153

In the paper the authors fix the electromagnetic torque of the asynchronous motor supplied by a static frequence convertor and some methods to diminish the torque both on the convertor side and concerning the design of motors are indicated.

DC 621.318.2 : 621.317.3 : 531.781
MAGNETIC CONTACT
CONTACT SURFACE
ATTRACTION FORCE
Suciu, I. : **The influence of the magnetic contact surface profile on the attraction force.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 159

The paper refers to the influence exerted by the profile of the magnetic contact surface on the attraction force with electromagnets and it presents formulae to compute the important force.

DC 621.314.263
MEDIUM FREQUENCY STATIC CONVERTER
Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan, N.: **The analysis of regulating conventional schemes for a medium frequency static converter with parallel compensation of the charge.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 163

The paper presents two conventional schemes of regulating the medium frequency static converter. Therefare the paper studies the transference functions, the index answers, the tracing and computer interputting of the answers. It also analyses the influence of some ordinary perturbations over these systems.

DC 621.313.3 : 621.314.5
TRANSLATER
CONVERTER
STEP BY STEP ENGINE
Voiculescu, E.: **Control circuits for the step by step engines.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 167

The paper presents the main functional units necessary for controlling and supplying with two tensions of the medium power step by step engines.

DC 621—83
DESIGN OF ELECTRIC ACTING
MICROCOMPUTER
Saal, C.: **The design of electric actings attented by personal microcomputers.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986 p. 172

The paper deals with the possibilities offerend to the designer and the researcher by personal computers as part of the design of electric acting.

DC 621.3.012 : 621.317.35
NONLINEAR ELECTRIC CIRCUITS
Cristea, P., Iordache, M., Cleante, Mihai: **Iterative method of analysis of the nonlinear electric circuits with control sources using projectors.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 177

The paper presents an iterative method of finding all the variables of the circuit (tensions and currents) which can be applied both to nonlinear electric circuits and to the linear ones that contain all the four types of diport control sources. This method separates the topological aspects from the computing aspects, which allows the changing of the side characteristics without changing the topological structure.

DC 621.317.7 : 621.3.027
ELECTRIC APPARATUS
HIGH VOLTAGE TECHNIQUE
Peicov, Al., Tuşaliu, P., Chelaru, R.: **Electric apparatus stand and high voltage technique achieved within the Institute of Electrotechnics of Craiova.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 181

The paper presents the electric apparatus stand and the high voltage technique achieved within the Institute of Electrotechnics of Craiova specifying the experiments that can be achieved in the Institute.

SOMMAIRE

CD 621.38 : 681.32 : 519.688

OPTIMISATION
FIABILITÉ
PROGRAMMATION NON-LINÉAIRE

Cătuneanu, V. M., Propenţiu, Fl.: **Optimisation de l'allocation de la fiabilité des composants de certains systèmes complexes à grande importance fonctionnelle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 149

Dans cet ouvrage les auteurs présentent deux techniques modernes de programmation non-linéaire : SUMT et SWIFT — utilisées pour l'optimisation de l'allocation de la fiabilité des systèmes complexes.

CD 621.313 : 621.3.018

MOTEUR ASYNCHRONE
OSCILLATEUR DE COURANT
COUPLE ÉLECTROMAGNETIQUE

Răduţi, C., Tigler, M.: **Sur le comportement des moteurs asynehrons alimentés des convertisseurs statiques de fréquence et recommandations pour la projection des moteurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 153

Dans cet ouvrage, on détermine le couple électromagnétique du moteur asynchrone alimenté du convertisseur statique de fréquence et on indique quelques procédés de diminution du couple tant de la part des convertisseurs que concernant la projection des moteurs.

CD 621.318.2 : 621.317.3 : 531.781

CONTACT MAGNÉTIQUE
SURFACE DE CONTACT
FORCE D'ATTRACTION

Suciu, I.: **L'influence du profile de la surface de contact magnétique sur la force d'attraction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 159

L'ouvrage se rapporte à l'influence manifestée par la profil de la surface de contact magnétique sur la force d'attraction aux électroaimants ainsi que des formules pour le calcul de la force portante.

CD 621.314.263

CONVERTISSUER STATIQUE DE MOYENNE FREQUENCE

Chindriş, M., Darie, S., Coloşi, T., Bălan, H.: **Analyse de certains schémas conventionnels de réglage pour un convertisseur de moyenne fréquence à compensation en parallèle de la charge.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 163

Dans cet ouvrage, les auteurs présentent deux schémas conventionnels de réglage du convertisseur statique de moyenne frequence, pour lesquels on étudie les fonctions de transfert, les réponses indicielles, le traçage et l'interpré tation sur le calculateur des réponses. On y analyse aussi l'influence de certaines perturbations sur ces systèmes.

CD 621.313.3 : 621.314.5

CONVERTISSEUR DE CODE
CONVERTISSEUR
MOTEUR PAS À PAS

Voiculescu, E.: **Circuits de commande pour moteurs pas à pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 167

Dans cet ouvrage, les auteurs présentent les pricipaux blocs fonctionnels nécessaires pour la commande et l'alimentation à deux tensions des moteurs par à pas de moyenne puissance.

CD 621 — 83

PROJECTION ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES
MICROPROCESSEURS

Saal, C.: **Projection des entrainements électriques assistée par des microcalculateurs de type personnel.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 172

Dans cet ouvrage, on présente les possibilités offertes au rechercheur de calculateurs de type personnel dans la projection des entraînements électriques.

CD 621.3.012 : 621.317.35

CIRCUITS ÉLECTRIQUES NON-LINÉAIRES

Cristea P., Iordache, M., Cleante Mihai: **Procédé iteratsif d'analyse des circuits électriques non — linéaires à sources commandées en utilisant des projecteurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 177

Dans cet ouvrage, les auteurs présentent un procédé iteratif de trouver toutes les variantes du circuit (tensions et courants) qui sont appliquées tant à des circuits électriques non-linéairies qu'à des circuits linéaires qui renferment touts les quatre types de sources commandées par deux portes. Cette méthode sépare les aspects topologiques de ceux de calcul, permettant ainsi le changement des caractéristiques de derivation sans changer de structure topologique.

CD 621.317.7 : 621.3.027

APPAREILS ÉLECTRIQUES
TECHNIQUE DE HAUTES TENSIONS

Peicov, Al., Tuşaliu, P., Chelaru, R.: **Stand d'appareils électriques et la technique de hautes tensions realisé dans le cadre de la Faculté d'Electrotechnique de Craiova.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 4, mai 1986, p. 181

Dans cet ouvrage, on présente le stand d'appareils électriques et la technique de hautes tensions realisé à la Faculté d'Électrotechnique de Craiova à specification des essais qui peuvent être realisés dans le cadre de celui-ci.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.38 : 681.32 : 519.688

OPTIMIZARE
FIABILITATE
PROGRAMARE NELINIARĂ

Optimizarea alocării fiabilităţii componentelor unor sisteme complexe cu mare pondere funcţională

VASILE M. CĂTUNEANU,
FLORIN POPENŢIU* – BUCUREŞTI

Introducere

Optimizarea fiabilităţii sistemelor cu mare pondere funcţională, utilizate în misiuni de cercetare spaţială, în domeniul energiei nucleare, în prelucrarea automată a informaţiei, se înscrie în contextul mai larg al unor preocupări actuale de a rezolva probleme de natură tehnică şi economică vizînd adoptarea unor soluţii şi decizii în condiţiile urmăririi simultane a mai multor obiective.

Dificultăţile tehnice inerente rezolvării acestor probleme au fost depăşite cu succes fie prin folosirea unor metode tradiţionale de programare neliniară, fie prin perfecţionarea şi conlucrarea acestora. Demonstrarea eficienţei acestor metode nu ar fi fost posibilă fără folosirea la maximum a facilităţilor oferite de mijloacele moderne de calcul.

1. Exemple de sisteme complexe

Una dintre preocupările specialiştilor acestui domeniu este optimizarea fiabilităţii, alocînd nivelul de fiabilitate a componentelor pentru sisteme cu restricţii, sisteme a căror structură încorporează de multe ori şi redondanţa activă. Astfel de sisteme, descrise de modelul structural [1], prezentat în figura 1 sînt utilizate pentru stabilirea eficienţei unor metode moderne de programare neliniară [2].

Multe sisteme necesare asigurării condiţiilor vieţii în misiuni spaţiale pot fi descrise de modelul structural prezentat în figura 1. Un astfel de exemplu este sistemul de comunicare a doi cosmonauţi dintr-o navetă spaţială. Blocurile *2* reprezintă microfoanele sistemului de comunicare prin cască cu care este dotat fiecare cosmonaut, în timp ce blocul *3* este microfonul mobil ce poate fi utilizat alternativ de către cei doi cosmonauţi. Există, de asemenea, două tipuri de amplificatoare, reprezentate prin blocurile *1* şi *4*, necesare transmiterii semnalului la antena de emisie.

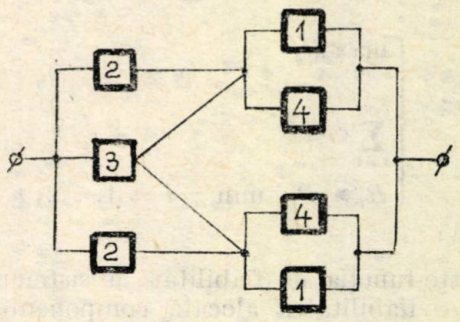


Fig. 1.

Un alt exemplu este sistemul de alimentare cu oxigen al navetei spaţiale (fig. 2).

Naveta este alimentată printr-un sistem de regulatoare de presiune şi supape de admisie, care sînt conectate la recipientul cu oxigen, aflat la o presiune avansată. Există, de asemenea, două perechi de subsisteme de supape de control, respectiv de închidere, precum şi de siguranţă, care au rolul de a împiedica pătrunderea oxigenului în sens invers, din navetă în recipient, în cazul scăderii presiunii acestuia. Naveta poate fi alimentată cu oxigen prin trei căi de acces alternative: fie prin oricare dintre cele două grupuri de regulatoare şi perechi de supape aferente, fie prin selector şi una dintre cele două perechi de supape. Se presupune că fiabilitatea recipientului de oxigen poate fi considerată egală cu unitatea; fiabilitatea se notează astfel: pentru regulatoare (care sînt identice) R_2; pentru selectorul de supape – R_3; pentru grupul de supape de control, respectiv de închidere – R_4 şi, în sfîrşit, cu R_1, fiabilitatea supapelor de siguranţă.

* Institutul Politehnic – Bucureşti.

2. Formularea problemei de optimizare

Problema este de a maximiza fiabilitatea unui sistem complex prin alocarea nivelului iar $K_i R_i^{\theta_i}$ reprezintă reducerea acestora cînd $R_i < 1$. În mod uzual θ_i este mai mic decît unitatea.

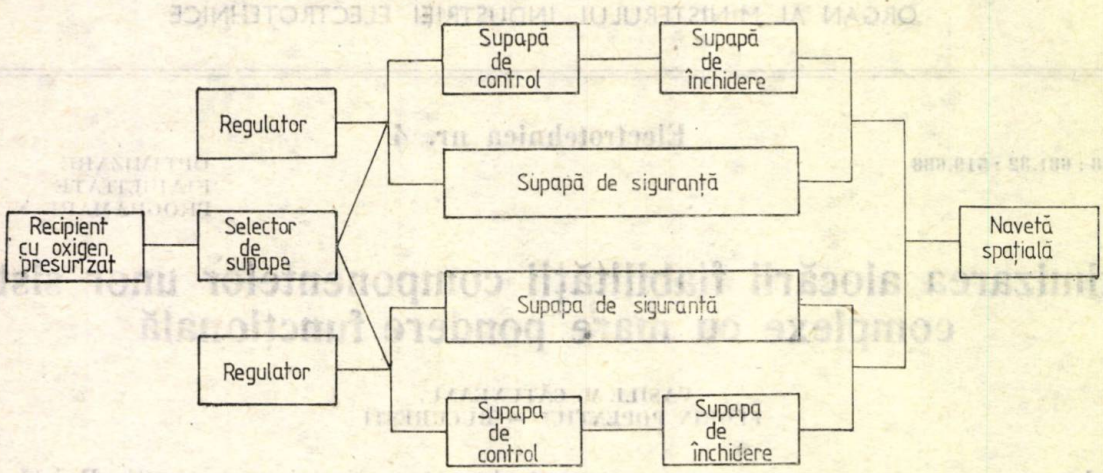


Fig. 2.

de fiabilitate a componentelor acestuia în condițiile unor constrîngeri neliniare :

$$\begin{cases} \max\limits_{R_i} R_s \\ \sum\limits_{i=1}^{n} c_i \leqslant C \\ R_i \geqslant R_i, \ \min \quad i = 1, \ldots, n \end{cases} \tag{1}$$

unde :

R_s este funcția de fiabilitate a sistemului ;
R_i — fiabilitatea alocată componentelor sistemului (soluția problemei) ;
c_i — funcția de „cost" a componentelor ;

$$c_i = K_i R_i^{\theta_i} ; \tag{2}$$

C — restricția de cost a problemei.

Pentru sistemele din figurile 1 și 2 funcția de fiabilitate poate fi calculată utilizînd formula lui Bayes [3] :

$$\begin{aligned} R_s &= 1 - Q_s, \\ &= 1 - R_3[(1 - R_1)(1 - R_4)]^2 - \\ &- (1 - R_3)\{1 - R_3[1 - (1 - R_1)(1 - R_4)]\}^2. \end{aligned} \tag{3}$$

Constrîngerea din problema (1) poate fi interpretată astfel : c_i reprezintă greutatea, costul sau volumul fiecărei componente a sistemului ; greutatea, costul sau volumul sistemului trebuie să fie mai mici decît limita admisibilă C. Astfel, cele trei mărimi, numite în mod generic „costuri", fiind funcție de fiabilitatea componentelor, pot fi exprimate prin (2), în care K_i este o constantă de proporționalitate, iar θ_i un factor ce exprimă dependența exponențială a celor trei „costuri" de fiabilitate ; K_i este greutatea, costul sau volumul cînd $R_i = 1$,

Problema (1) se încadrează în modelul general al problemelor de programare neliniară cu inegalități neliniare și/sau constrîngeri de egalitate :

$$\begin{cases} \min f(x) \quad x \in R_+^n \\ \text{cu restricțiile :} \\ g_i(x) \geqslant 0 \quad i = 1, \ldots, m \\ h_j(x) = 0 \quad j = 1, \ldots, 1, \end{cases} \tag{4}$$

unde x — soluția problemei, este un vector n dimensional $(x_1, x_2, \ldots, x_n)$.

3. Tehnicile SUMT și SWIFT

Pentru rezolvarea problemelor de tipul (4) se vor prezenta în continuare două tehnici moderne de programare neliniară SUMT — Sequential Unconstrained Minimization Technique — și SWIFT — Sequential Weight Increasing Factor Technique, avînd o caracteristică comună : ele transformă o problemă de minimizare cu restricții într-o serie de probleme de minimizare fără restricții, al căror optim tinde către optimul problemei inițiale.

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații (4) tehnica SUMT [4] se bazează pe minimizarea funcției :

$$P(x, r_u) = f(x) = r_u \sum_{i=1}^{m} [g_i(x)]^{-1} + r_u^{-1/2} \sum_{j=1}^{e} h_j^2(x), \tag{5}$$

unde $\{r_u\}$ este un șir descrescător de numere pozitive. Funcția $P(x, r_u)$ este minimizată în raport cu $x(r_u)$ pentru o valoare a șirului $\{r_u\}$. Șirul valorilor $x(r_u)$, care minimizează

funcţia $P(x, r_u)$ tinde pentru $r_u \to 0$ $(u \to \infty)$, către valoarea $x^*(r_u)$, care minimizează funcţia $f(x)$, cu condiţia ca $P(x, r_u)$ să fie convexă. Criteriul de oprire este :

$$\left| \left| \frac{f(x^*)}{G(x^*, r_u)} \right| - 1 \right| < \varepsilon, \quad \varepsilon > 0, \tag{6}$$

unde :

$$G(x, r_u) = f(x) - r_u \sum_{i=1}^{m} [g_i(x)]^{-1} + + r_u^{-1/2} \sum_{j=1}^{e} h_j^2(x), \tag{7}$$

$\{r_u\}$ este şirul valorilor factorilor de pondere asociaţi termenilor de penalizare ai ecuaţiilor (5) şi (7).

Valori prea mari ale factorului de pondere tind să pună accentul, în cadrul căutării, mai ales pe satisfacerea constrîngerilor, astfel încît, atunci cînd convergenţa este realizată, soluţia poate fi dincolo de optimul real. Dimpotrivă, valori prea mici ale aceluiaşi factor tind să accentueze minimizarea funcţiei mai mult decît satisfacerea constrîngerilor, astfel încît, în final, soluţia nu mai poate fi obţinută. De aceea, alegerea factorului de pondere este crucială în cadrul acestor tehnici de minimizare fără restricţii.

În tehnica SWIFT [5] factorul de pondere este generat automat în timpul iteraţiilor de minimizare.

Problema (4) de minimizare cu restricţii se transformă prin tehnica SWIFT într-o problemă de minimizare fără restricţii, prin generarea funcţiei incrementate :

$$F(x) = f(x) + W \cdot C(x), \tag{7}$$

$$C(x) = - \sum_{i \in C_1} g_i(x) - \sum_{j \in C_2} h_j(x) + \sum_{j \in C_3} h_j(x), \tag{8}$$

$$C_1 \equiv \{i / g_i(x) < 0\}; \; C_2 \equiv \{j / h_j(x) < 0\}, \tag{9}$$

$$C_3 \equiv \{j / h_j(x) > 0\},$$

unde W este factorul de pondere.

Tehnica SWIFT foloseşte un algoritm de minimizare — Nelder şi Mead [6] — care obţine soluţia optimă prin deplasarea spre minim a unei figuri $N + 1$ dimensionale numită simplex. Funcţia-obiectiv este evaluată în toate cele $N + 1$ vîrfuri ale simplexului ; prin operaţii de reflexie, expansiune sau contracţie, în urma testării acestor vîrfuri, sînt eliminate punctele în care funcţia-obiectiv are valorile cele mai mari, obţinîndu-se, în final, convergenţa către minim.

Procedura pentru obţinerea factorului de pondere W este următoarea : dîndu-se un punct de start P_0, se construieşte un simplex regulat avînd P_0 pe una din direcţii ; la început se atribuie lui W valoarea 1. Funcţia-obiectiv este evaluată în vîrfurile simplexului ; în urma unei iteraţii, prin reflexie, contracţie sau expansiune este generat un nou simplex, al cărui centroid este :

$$P_G = \frac{\sum_{i=1}^{N+1} P_i}{N + 1}. \tag{10}$$

Parametrii de reflexie, contracţie şi expansiune : α, β, γ sînt constante pozitive arbitrare [7]. Distanţa medie de la vîrfurile simplexului la centroid este :

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{N+1} \| P_i - P_G \|}{N + 1}, \tag{11}$$

unde $\| \cdot \|$ este norma Euclidiană.

Funcţia-obiectiv (7) este evaluată în vîrfurile noului simplex pentru o valoare a factorului de pondere egală cu $\max\{W, 1/r\}$. În cursul fazelor de minimizare a funcţiei-obiectiv, atunci cînd nu mai există posibilitatea obţinerii unor valori mai mici pentru F, vîrfurile simplexului se contractă din ce în ce mai aproape de centroid, deoarece descreşterea distanţei medii r duce la creşterea factorului de pondere din expresia funcţiei incrementate (7). În final, minimul lui F tinde către soluţia problemei originale (4).

4. Exemplu numeric

Problema (1) de programare neliniară, prezentată în paragraful 3, cere minimizarea funcţiei de fiabilitate pentru sistemele complexe din figurile 1 şi 2 a căror constrîngere poate fi formulată astfel :

$$2K_1R_1^{\theta_1} + 2K_2R_2^{\theta_2} + K_3R_3^{\theta_3} + 2K_4R_4^{\theta_4} \leqslant C, \tag{12}$$

cu următoarele valori :

$K_1 = 100, \; K_2 = 100, \; K_3 = 200, \; K_4 = 150,$

$C = 800, \; \theta_i = 0{,}6, \; i = 1,2,3,4,$

iar $0{,}5 \leqslant R_i \leqslant 1{,}0$ pentru fiecare i.

Funcţia de minimizate (5) prin tehnica SUMT este următoarea :

$$P(x, r_u) = -1 + R_3[(1 - R_1)(1 - R_4)]^2 + + (1 - R_3)\{1 - R_2[1 - (1 - R_1)(1 - R_4)]\}^2 +$$

$$+ r_u \left\{ \frac{1}{C-(2K_1R_1^{\theta_1}+2K_2R_2^{\theta_2}+K_3R_3^{\theta_3}+2K_4R_4^{\theta_4})} + \sum_{i=1}^{4} \left(\frac{1}{1-R_i} + \frac{1}{R_i - R_{i\,min}} \right) \right\}. \quad (13)$$

Soluţiile obţinute pentru două seturi de valori iniţiale $[R_1^\circ, R_2^\circ, R_3^\circ, R_4^\circ] = [0.6, 0.6, 0.6, 0.6]$ şi $[0.7, 0.7, 0.7, 0.7]$, utilizînd subrutina de minimizare Hooke şi Jeeves [8], sînt prezentate în tabelul 1. Criteriul final de oprire (6) a fost stabilit pentru $\varepsilon = 10^{-5}$; pentru primul set de valori iniţiale numărul iteraţiilor de minimizare u a fost egal cu 12, iar funcţia-obiectiv a fost evaluată de 1 194 ori; pentru cel de al doilea set $u = 12$ şi numărul de evaluări, 1 192.

Tabelul 2 prezintă în detaliu rezultatele fiecărei iteraţii pentru $R_i^\circ = 0.7$. Din acest tabel rezultă că fiabilitatea sistemului este monoton crescătoare cu creşterea numărului de iteraţii u. Valorile funcţiei $\{-P(x, r_u)\}$ aproximează valorile funcţiei de fiabilitate R_s cu o precizie care este funcţie de numărul iteraţiilor de minimizare. De aceea, minimizarea funcţiei $P(x, r_u)$ va conduce la minimizarea expresiei $(-R_s)$.

Valoarea iniţială a factorului de pondere este determinată din relaţia:

$$f(x) = r_0 \sum_{i=1}^{m} \frac{1}{g_i(x_0)}, \quad (14)$$

unde x_0 este valoarea iniţială. Motivaţia acestei proceduri de selecţie este aceea de a genera termeni de penalizare avînd acelaşi ordin de mărime cu R_s. Utilizînd acelaşi exemplu pentru tehnica SWIFT se obţin rezultatele prezentate în tabelul 3.

Tabelul 1

R_1	R_2	R_3	R_4	$Q_s = 1 - R_s$	$\sum_{i=1}^{4} K_i R_i^{\theta_i}$	Timp
0,6 0,997409	0,6 0,998117	0,6 0,702590	0,6 0,68217	3×10^{-6}	799,908	45 s
0,7 0,997626	0,7 0,998399	0,7 0,682652	0,7 0,694958	2×10^{-6}	799,733	45 s

Tabelul 2

u	r_u	R_1	R_2	R_3	R_4	$-P(x, r_u)$	R_s	$\sum_{i=1}^{4} K_i R_i^{\theta_i}$
		0,7	0,7	0,7	0,7	0,7161	0,9548	726,6
1	$1,788\times10^{-2}$	0,640000	0,730000	0,610000	0,652500	0,726307	0,936015	695,180
2	$4,741\times10^{-3}$	0,726250	0,816250	0,711250	0,783760	0,906109	0,992698	753,153
3	$1,118\times10^{-3}$	0,816250	0,876250	0,791250	0,783750	0,967770	0,992678	790,870
4	$2,794\times10^{-4}$	0,873124	0,921249	0,766864	0,744843	0,988329	0,996569	797,343
5	$6,986\times10^{-5}$	0,881124	0,927249	0,763874	0,750843	0,994763	0,996927	798,672
6	$1,747\times10^{-5}$	0,911037	0,949326	0,740436	0,736226	0,997489	0,998211	799,632
7	$4,366\times10^{-6}$	0,969679	0,980016	0,692296	0,715007	0,999295	0,999699	799,637
8	$1,092\times10^{-6}$	0,983935	0,989126	0,687223	0,702855	0,999731	0,999911	799,305
9	$2,729\times10^{-7}$	0,990263	0,993277	0,685080	0,698569	0,999894	0,999965	799,322
10	$6,822\times10^{-8}$	0,993763	0,995777	0,684080	0,697069	0,999958	0,999986	799,593
11	$1,706\times10^{-8}$	0,996263	0,997206	0,682652	0,695640	0,999983	0,999984	799,568
12	$4,264\times10^{-9}$	0,997626	0,998399	0,682652	0,694956	0,999993	0,999933	799,733

Tabelul 3

R_1	R_2	R_3	R_4	$Q_s = 1 - R_s$	$\sum_{i=1}^{4} K_i R_i^{\theta_i}$	Timp
0,6 0,546351	0,6 0,999998	0,6 0,619653	0,6 0,99997	$5,96\times10^{-8}$	789,238	2s
0,7 0,507503	0,7 0,999622	0,7 0,666149	0,7 0,999974	$5,96\times10^{-8}$	789,823	2s
0,463648 0,582477	0,463648 0,999937	0,463648 0,528988	0,463648 0,999982	$5,96\times10^{-8}$	782,572	2s
0,684719 0,500009	0,684719 0,999990	0,684719 0,595954	0,684719 0,999988	$5,96\times10^{-8}$	778,557	2s

Parametrii simplexului au fost fixaţi astfel: $\alpha = 1.0$, $\beta = 0.5$, $\gamma = 2.0$.

Soluţiile au fost obţinute pentru patru seturi de valori iniţiale: $R_i^\circ = 0.6$ şi 0.7; $R_i^{\circ\prime} = 0.463648$ şi 0.684719. Ultimele două seturi de valori au fost generate utilizînd transformarea:

$$R_i^\circ = 0.5 + 0.5 \sin^2 R_i^{\circ\prime}. \qquad (15)$$

Numărul de evaluări ale funcţiei-obiectiv (7) a fost pentru primele două seturi de valori iniţiale 65, în timp ce pentru ultimele două seturi 59, respectiv 61.

Concluzii

În urma analizei efectuate reies unele concluzii asupra acestor două tehnici de programare neliniară:

a. Soluţiile obţinute de SUMT şi SWIFT nu sînt unice, dar sînt în domeniul soluţiilor admisibile. Aceste rezultate vin în sprijinul afirmaţiei, după care, în programarea neliniară arareori există soluţii exacte, acurateţea soluţiilor optime fiind determinată de criteriul de oprire a tehnicii implementate.

b. Valorile funcţiei de fiabilitate a sistemului, atît în cazul tehnicii SUMT, cît şi SWIFT nu sînt influenţate de setul de valori iniţiale, deşi valorile alocate pentru fiabilitatea componentelor sistemului au fost dependente de valorile de start.

c. Tehnica SWIFT faţă de SUMT generează soluţii mai bune (fiabilitate mai mare pentru sistem, asociată cu un cost mai scăzut şi cu un număr mai mic de evaluări ale funcţiei-obiectiv, într-un timp mai mic); rularea programelor s-a realizat pe Felix C-512.

Demonstrarea eficienţei oricărei tehnici de programare neliniară este o problemă complexă în sine [9], datorită ponderii diferite a factorilor de eficienţă. Revenind la cele două sisteme cu mare pondere funcţională, prezentate în figurile 1 şi 2 şi urmărind rezultatele obţinute cu tehnicile SUMT şi SWIFT se poate concluziona că, optimizarea acestor sisteme necesită dezvoltarea unor tehnologii de realizare, şi deci a unor componente cu un grad ridicat de fiabilitate, fapt ce nu este întotdeauna practic realizabil datorită barierelor tehnologice; în consecinţă, se recomandă combinarea acestei direcţii de optimizare cu încorporarea redondanţei active în structura sistemului.

Bibliografie

[1] *Tillman, F.A. Hwang, C.L. Fan, L.T. Lai, K.C.* Optimal reliability of a complex system. In: IEEE Trans. Reliab. Vol. R-19. Nr. 3, Aug. 1970, p. 95—100.

[2] *Tillman, F.A. Hwang, C.L. Kuo, W.* Optimization of system reliability. New York, Marcel Decker, Inc., 1980.

[3] *Barlow, R.E. Proschan, F.* A mathematical theory of reliability. New York, John Wiley, 1965.

[4] *Hwang, C.L. Lai, K.CTillman, F.A. Fan, L.T.* Optimization of system reliability by the sequential unconstrained minimization technique. In: IEEE Trans. Reliab., Vol. R-24, Nr. 2, Jun. 1975, p. 133—135.

[5] *Sheela, B.V.* Optimization of system reliability by sequential weight increasing factor technique. In: IEEE Trans. Reliab., Vol. R-27, Nr. 5, Dec. 1977.

[6] *Nelder, J.A. Mead, R.* A simplex method for function minimization. In: Computer Journal, Vol. 7, 1965, p. 308—313.

[7] *Sheela, B.V. Ramamoorthy, P.* SWIFT — A new unconstrained optimization technique. In: Computer Mechanics and Engineering, Vol. 6, 1975, p. 309—317.

[8] *Hooke, R. Jeeves, T.A.* Direct search solution of numerical and statistical problems. In: J. Assoc. Compt. Mach., Vol. 8, 1961, p. 212—229.

[9] *Subrahmanyam, Y.V.* Some observation on „Optimization of system reliability by SWIFT". In: IEEE Trans. Reliab., Vol. R-29, Nr. 1, Apr. 1980, p. 38—41.

CZ 621.313 : 621.3.018

MOTOR ASINCRON
INVERTOR DE CURENT
CUPLU ELECTROMAGNETIC

Asupra comportării motoarelor asincrone alimentate de la convertizoare statice de frecvenţă şi recomandări privind proiectarea motoarelor

CONSTANTIN RĂDUŢI, MATILDA ŢIGLER* — BUCUREŞTI

Introducere

Alimentarea motoarelor asincrone de la convertizoare statice de frecvenţă are ca rezultat o comportare diferită a maşinii faţă de cazul alimentării sale cu tensiuni şi curenţi sinusoidali. Astfel, la aceeaşi viteză şi aceeaşi sarcină, are loc o majorare a curenţilor efectivi din înfăşurările motorului, a puterii instantanee debitate de invertor, a pierderilor din sistem şi implicit a reducerii randamentului, o creştere a încălzirii maşinii şi un caracter pulsator al cuplului electromagnetic.

Analiza performanţelor de regim permanent ale maşinii asincrone alimentate de la convertizoare statice de frecvenţă se poate face prin trei metode;

— integrarea directă a ecuaţiilor maşinii [1];
— utilizarea analizei Fourier;
— utilizarea variabilelor de stare [2].

În lucrare se utilizează analiza Fourier, care se bazează pe descompunerea curentului sta-

*Dr. ing. *Constantin Răduţi* şi dr. ing. *Matilda Ţigler*. — Catedra de Maşini Electrice, Institutul Politehnic — Bucureşti.

toric într-o sumă de semnale sinusoidale de armonici $6k \pm 1$ care alimentează separat mașina, efectul global constînd din însumarea efectelor parțiale. Pe această bază se determină inducția magnetică dintre stator și rotor și, în final, cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină. S-a preferat această metodă întrucît prilejuiește concluzii directe asupra proiectării motoarelor asincrone alimentate de la convertizoare statice de frecvență.

1. Analiza armonică a undei de curent

În figura 1 se prezintă schema invertorului de curent ce alimentează înfășurarea statorică a motorului asincron. Acesta conține tiristoarele $T_1 - T_6$, condensatoarele de stingere $C_1 - C_6$ conectate între faze și diodele $D_1 - D_6$ care permit încărcarea și descărcarea condensatoarelor.

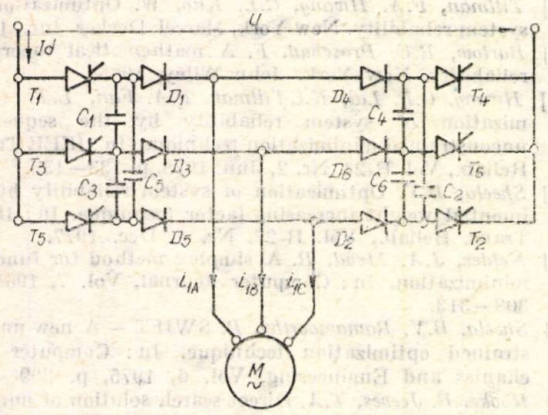


Fig. 1. Motor asincron alimentat de la invertor de curent.

Unul din principalele inconveniente ale invertorului de curent îl constituie forma curentului de ieșire și anume blocuri dreptunghiulare de curent de 120° electrice, figura 2. Motorul asincron alimentat cu un astfel de curent, produce cupluri oscilante care sînt dăunătoare sistemului de acționare, în special la frecvențe joase.

În cazul alimentării motorului asincron cu aceste blocuri de curent de 120° electrice,

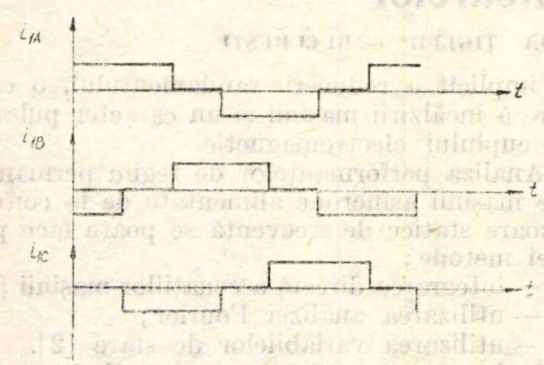


Fig. 2. Forma de undă a curenților din stator.

curentul din mașină se descompune, alături de fundamentala f_1 într-o serie de armonici cu frecvența $f_k = f_1 \cdot (6k \pm 1)$ unde $k = 1,2,3...$

Utilizînd dezvoltarea în serie Fourier a acestui curent de formă dreptunghiulară, se obține :

$$i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t \ldots \right), \quad (1)$$

unde I_d este curentul continuu furnizat de circuitul intermediar. Valoarea efectivă a fundamentalei este :

$$I_1^{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d. \quad (2)$$

În tabelul 1 se prezintă conținutul armonic pentru această formă de undă de curent.

Tabelul 1

Ordin armonică	1	5	7	11	13	17	19
$I_1^{(k)}/I_1^{(1)}$	1	0,2	0,143	0,091	0,077	0,059	0,0525

Armonicile de ordin $6k \pm 1$ produc cupluri oscilante cu frecvența $6f_1 \cdot k$, $k = 1, 2, 3 \ldots$, dintre care cel mai neplăcut prin implicațiile sale este cuplul oscilant cu frecvența $6f_1$.

2. Cuplul electromagnetic al motorului asincron alimentat de la convertizor static de frecvență

Prezența armonicilor din curba curentului vor genera cupluri parazite, care sînt de două feluri :

— cupluri datorate armonicilor, cu desfășurare constantă în timp ;

— cupluri oscilante, care variază de la zero la o valoare maximă.

Referitor la cuplurile datorate armonicilor, acestea apar ca interacțiune a armonicilor de curent cu cîmpul învîrtitor de ordin $\nu = \pm 6k + 1$ ($k = 1, 2, 3 \ldots$). Armonicile de curent creează cîmpuri învîrtitoare cu aceeași frecvență f_ν, care se rotesc fie în aceeași direcție, fie în direcție opusă cîmpului fundamental care se rotește cu frecvența $f_1 (f_\nu = \nu f_1)$.

Dacă s reprezintă alunecarea dintre rotor și cîmpul fundamental din stator și s_ν reprezintă alunecarea dintre rotor și cîmpul armonicilor, se poate scrie :

$$s_\nu = \frac{\frac{\nu f_1}{p} - \frac{f_1}{p}(1-s)}{\frac{\nu f_1}{p}} = 1 - \frac{1-s}{\nu}, \quad (3)$$

unde p este numărul de perechi de poli ai mașinii.

Se constată că s_ν variază foarte puțin de la gol la sarcină în regim de motor, putînd fi aproximat cu unitatea. Cuplurile provocate de armonicile $\nu = -5$; -11; -17 etc., se scad din cuplul fundamentalei, în timp ce cuplurile de ordin 7, 13, 19 se adună la cuplul fundamentalei. În consecință, acestea se compensează reciproc, iar efectul total se neglijează.

Cuplurile oscilante sînt date de interacțiunea dintre cîmpul corespunzător fundamentalei și armonicile de curent de ordin mare. Cuplurile de acest tip nu pot fi neglijate. Cuplurile oscilante determinate de armonicile 5 și 7 ale curentului au viteza unghiulară față de cea a cîmpului fundamentalei de $-5\omega_1 t - \omega_1 t = -6\omega_1 t$ și respectiv $7\omega_1 t - \omega_1 t = 6\omega_1 t$, ω_1 fiind pulsația curentului de alimentare. Acest cuplu oscilant de frecvență $6f_1$ este dependent de valoarea curentului și poate atinge 15% din cuplul nominal la curent nominal.

Cuplurile oscilante, provocate de armonicile de ordin mai mare, $\nu = -11$ și 13 și $\nu = -17$ și 19, cu frecvențele $12 \cdot f_1$ și respectiv $18 \cdot f_1$, pot fi, în principal, neglijate, datorită amplitudinii mici a curentului.

Cuplul oscilant cu frecvența $6 \cdot f_1$ este dăunător, în special la frecvențe scăzute, cînd poate apare fenomenul de rezonanță între cuplul oscilant și transmisia mecanică a sistemului de acționare.

Se presupune că la alimentarea motorului asincron de la un convertizor static de frecvență trifazat, curenții din fazele statorului, pe baza descompunerii în serie Fourier din §1, sînt dați de relațiile;

$$\begin{cases} i_{1A} = \sum\limits_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2}\, I_1^{(\nu)} \sin \nu\omega_1 t \\ i_{1B} = \sum\limits_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} I_1^{(\nu)} \sin \nu\left(\omega_1 t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ i_{1C} = \sum\limits_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} I_1^{(\nu)} \sin \nu\left(\omega_1 t - \dfrac{4\pi}{3}\right), \end{cases} \tag{4}$$

unde $\nu = 6k \pm 1$; $k = 0, 1, 2 \ldots$, iar pentru $k = 0$ se consideră numai $+1$.

Alimentată de la un astfel de set de curenți, înfășurarea statorică a unei mașini asincrone produce, pentru fiecare armonică, un cîmp învîrtitor, multiplu al cîmpului învîrtitor fundamental;

$$B_1^{(1)} = \frac{3}{2} B_{m1}^{(1)} \cos(\omega_1 t - p\alpha), \tag{5}$$

unde $B_{m1}^{(1)}$ este amplitudinea inducției magnetice în întrefier la alimentarea de la curentul sinusoidal $I_1^{(1)}$ și α este unghiul de poziție.

Din [3], $B_{m1}^{(1)}$ este dat de relația:

$$B_{m1}^{(1)} = \frac{2\mu_0 w k_w^{(1)} I_1^{(1)} \sqrt{2}}{\pi p \delta}, \tag{6}$$

unde, $k_w^{(1)}$ este factorul de înfășurare și are relația de calcul dată în [3].

Pentru armonicile $6k - 1$, inducția magnetică în întrefier este;

$$B_1^{(6k-1)} = \frac{3}{2} B_{m1}^{(6k-1)} \cos[(6k-1)\omega_1 t + p\alpha], \tag{7}$$

iar pentru armonicile de ordinul $6k + 1$:

$$B_1^{(6k+1)} = \frac{3}{2} B_{m1}^{(6k+1)} \cos[(6k+1)\omega_1 t - p\alpha], \tag{8}$$

unde $B_{m1}^{(6k\pm1)}$ reprezintă amplitudinea inducției magnetice armonică $6K \pm 1$.

Aceste relații arată că armonicile de curent de ordinul $6k + 1$ produc cîmpuri învîrtitoare directe, de același semn cu cîmpul fundamental, iar armonicile $6k - 1$ produc cîmpuri învîrtitoare inverse, de sens contrar celui fundamental.

Dacă rotorul se rotește direct cu viteza $\Omega = \omega/p$ față de un punct solidar cu rotorul, cîmpul statoric produs de fundamentală se rotește cu viteza $\Omega_2 = \dfrac{\omega_2}{p} = \dfrac{\omega_1 - \omega}{p} = \Omega_1 - \Omega = s\Omega_1$.

Pentru cîmpurile directe, produse de armonicile superioare de ordin $6k + 1$:

$$\Omega_2^{(6k+1)} = \frac{(6k+1)\omega_1 - \omega}{p} = \frac{(6k+s)\omega_1}{p}, \tag{9}$$

iar pentru cîmpurile inverse, de armonică $6k - 1$:

$$\Omega_2^{(6k-1)} = \frac{(6k-1)\omega_1 - \omega}{p} = \frac{(6k-s)\omega_1}{p} \tag{10}$$

În concluzie, inducția magnetică dintre stator și rotor, produsă de ansamblul celor trei înfășurări de fază, parcurse de curenții dați de (4), se poate scrie:

$$B_1(\alpha, t) = \frac{3}{2} \sum_k B_{m1}^{(6k\pm1)} \cos[(6k \pm s)\omega_1 t \mp p\alpha]. \tag{11}$$

Pentru funcționarea la sincronism a mașinii, cîmpurile armonicilor $6k + 1$ și $6k - 1$ produc, în înfășurările rotorice, tensiuni electromotoare, respectiv curenți, de ordinul $6k$, adică 6, 12, 18 etc.

Fluxul fascicular pentru o spiră a înfăşurării rotorice, datorat cîmpului învîrtitor, este :

$$\varphi = \sum_k \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cos(6k \mp s)\,\omega_1 t, \qquad (12)$$

unde s-a folosit notaţia $\Phi_{m1}^{(6k\pm1)} = \mp \frac{2}{p} L \cdot R \cdot B_{m1}^{(6k\pm1)}$, iar L este lungimea axială a maşinii şi R — raza rotorului.

Fluxul total, corespunzător celor w spire, ψ, în cazul general, cînd înfăşurarea are mai multe crestături pe pol şi pas scurtat, este ;

$$\psi = w \sum_k k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cdot \cos(6k \mp s)\omega_1 t, \qquad (13)$$

unde k_w este factorul de înfăşurare.

Dacă înfăşurarea trifazată este compusă din trei înfăşurări identice monofazate, decalate la periferia rotorului cu unghiul geometric $2\pi/3p$ şi dacă se consideră ca axă de referinţă axa de simetrie a unei faze, atunci fluxul total, corespunzător celor trei faze este :

$$\begin{cases} \psi_A = w \sum_k k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cdot \cos(6k \mp s)\,\omega_1 t \\ \Psi_B = w \sum_k k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cdot \cos\left[(6k \pm s)\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right] \\ \Psi_C = w \sum_k k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cdot \cos\left[(6k \mp s)\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right]. \end{cases} \qquad (14)$$

Tensiunile electromotoare induse de aceste fluxuri variabile în timp în spirele înfăşurării rotorice se calculează cu ajutorul legii inducţiei electromagnetice :

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}. \qquad (15)$$

Se obţin :

$$\begin{cases} e_A = \sum_k E^{(6k\pm1)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left[(6k \mp s)\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right] \\ e_B = \sum_k E^{(6k\pm1)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left[(6k \mp s)\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right] \\ e_C = \sum_k E^{(6k\pm1)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left[(6k \pm s)\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right], \end{cases} \qquad (16)$$

unde, valoarea efectivă a armonicii $(6k \mp 1)$ a t.e.m. este :

$$E^{(6k\pm1)} = \frac{w \cdot \omega_1}{\sqrt{2}} (6k \mp s) \cdot k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1}. \qquad (17)$$

Prin circuitul închis al înfăşurării rotorice vor trece curenţii :

$$\begin{cases} i_{2A} = \sum_k I_2^{(6k\pm1)} \sqrt{2} \cdot \cos\left[(6k \mp s)\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon_k\right] \\ i_{2B} = \sum_k I_2^{(6k\pm1)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left[(6k \mp s)\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3} - \varepsilon_k\right] \\ i_{2C} = \sum_k I_2^{(6k\pm1)} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left[(6k \mp s)\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3} - \varepsilon_k\right], \end{cases} \qquad (18)$$

unde ε_k este determinat de natura sarcinii şi de parametrii înfăşurării de fază, anexa 1.

Energia de interacţiune a înfăşurării A induse de fază în cîmpul învîrtitor inductor va fi :

$$W_A = i_{2A} \cdot \psi_A, \qquad (19)$$

unde ψ_A este dat de relaţia (14), i_{2A} de relaţia (18) şi s-a ţinut seama de faptul că $(6k \mp s)\omega_1 = (6k \mp 1)\omega_1 - \omega = p[(6k \mp 1)\Omega_1 - \Omega]$.

Cuplul electromangetic M_A, dezvoltat de această înfăşurare şi transmis rotorului se determină cu teorema forţelor generalizate. Coordonata generalizată este unghiul $\beta = \Omega t$, care fixează la un moment dat poziţia rotorului faţă de axa de referinţă [3] :

$$M_A = \left(\frac{\partial W_A}{\partial \beta}\right)_{i_{2A} = \text{const}}. \qquad (20)$$

Utilizînd relaţiile (19) şi (20) şi transformînd produsele de funcţii trigonometrice în sume, se obţine :

$$M_A = \frac{pw\sqrt{2}}{2} \sum_{k=0,1,2\ldots} I_2^{(6k\pm1)} \cdot k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cdot \left\langle \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon_k\right) + \sin\left\{2p[(6k \mp 1)\Omega_1 - \Omega]t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon_k\right\} \right\rangle +$$

$$+ \frac{pw\sqrt{2}}{2} \sum_{k \neq j} I_2^{(6k\pm1)} \cdot k_w^{(6j\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6j\pm1)} \cdot \left\langle \sin\left[p(6k - 6j)\Omega_1 t + \frac{\pi}{2} + \varepsilon_k\right] + \right.$$

$$\left. + \sin\left\{p[(6k + 6j \mp 2)\Omega_1 - 2\Omega]t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon_k\right\} \right\rangle, \qquad (21)$$

j fiind indice de sumare, cu proprietatea $j \neq k$.

În mod analog se obţin expresii analitice pentru componentele M_B şi M_C ale cuplului, corespunzător fazelor B şi C ale maşinii. Deoarece suma componentelor sinusoidale este nulă, cuplul electromagnetic exercitat asupra armă-

turii induse, datorită ansamblului celor trei îndăşurări de fază, va fi :

$$M = \frac{3}{2} pw\sqrt{2} \sum_k I_2^{(6k\pm1)} \cdot k_w^{(6k\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6k\pm1)} \cos \varepsilon_k +$$

$$+ \frac{3}{2} pw\sqrt{2} \sum_{k \neq j} I_2^{(6k\pm1)} \cdot k_w^{(6j\pm1)} \cdot \Phi_{m1}^{(6j\pm1)} \cdot$$

$$\cdot \cos [p(6k - 6j)\Omega_1 t + \varepsilon_k]. \qquad (22)$$

Dacă din punct de vedere electric maşina se află în regim staţionar, atunci, cuplul electromagnetic dezvoltat de maşină nu este constant în timp în cazul alimentării motorului asincron de la un convertizor static de frecvenţă, spre deosebire de regimul de alimentare sinusoidal al maşinii, în care cuplul dezvoltat este constant în timp, fiind dat de expresia [3] :

$$M = \frac{3}{2} pw\, k_w \sqrt{2}\, I_2 \cdot \Phi_{m1} \cdot \cos \varepsilon. \qquad (23)$$

În cazul unei alunecări s a maşinii la o funcţionare normală ($s_N \in 0{,}01 \ldots 0{,}05$), la o viteză a rotorului apropiată de viteza de sincronism, cuplurile asincrone perechi sînt de semn contrar şi de valori apropiate, ceea ce face ca ele să se compenseze reciproc şi efectul global al cuplurilor asincrone mediate să fie redus şi, ca rezultat, efectul armonicilor de timp din alimentare să nu fie semnificativ.

Mai neplăcute sînt cuplurile pulsatorii, produse prin interacţiunea dintre armonica fundamentală a cîmpului din întrefier şi curenţii de armonică $6k \pm s$ din rotor. La frecvenţele de alimentare mari, perioada cuplurilor pulsatorii este în general, mult mai mică decît constanta electromagnetică a maşinii, iar efectul lor este neglijabil. La viteze mici de rotaţie a maşinii, cuplurile pulsatorii pot produce o mişcare sacadată sau în paşi a maşinii, limitînd viteza minimă de utilizare a acesteia. Totuşi, în unele acţionări, în special în instalaţiile de foraj petrolier, apare ca absolut necesară funcţionarea motoarelor în domeniul frecvenţelor joase (1...3) Hz.

S-a analizat motorul asincron avînd următoarele date ; $P_N = 22$ kW ; $s_N = 0{,}02$; $p = 3$; $M_M = 238$ Nm ; $R_1 = 0{,}378\ \Omega$; $R_2' = 0{,}354\ \Omega$; $X_1 = 1{,}1998\ \Omega$; $X_2' = 1{,}2723\ \Omega$; $X_m' = 54{,}94\ \Omega$; valorile reactanţelor corespund la o frecvenţă de 50 Hz. În figura 3 s-au reprezentat pulsaţiile cuplului motorului asincron, alimentat prin intermediul invertorului de curent, raportate la cuplul dezvoltat de acelaşi motor, alimentat de la tensiune sinusoidală, luîndu-se în consideraţie trei valori ale frecvenţei f_1, anume : 50 Hz, 10 Hz şi 2 Hz. Se constată o majorare a pulsaţiilor raportate ale cuplului la scăderea frecvenţei f_1.

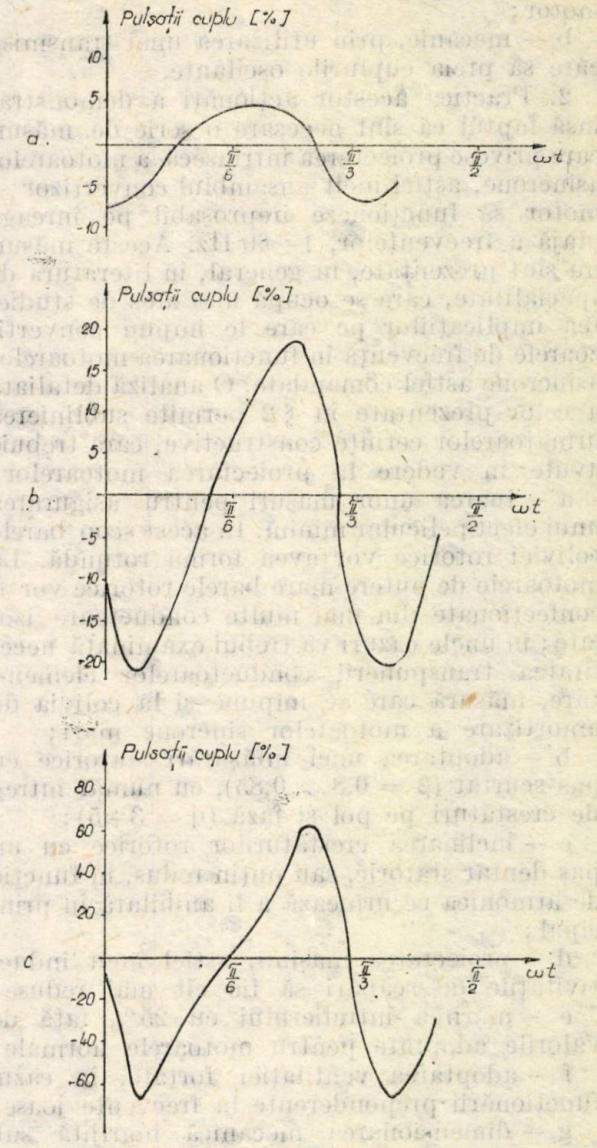


Fig. 3. Reprezentarea grafică a pulsaţiilor cuplului ; a) $f_1 =$ = 50 Hz ; b) $f_1 = 10$ Hz ; c) $f_1 = 2$ Hz.

3. Procedee de diminuare a pulsaţiilor cuplului

1. Cuplurile pulsatorii, produse prin interacţiunea dintre armonica fundamentală a cîmpului din întrefier şi armonicile curentului din rotor, se suprapun peste cuplul asincron produs de fundamentală. Efectul acestor cupluri pulsatorii este neplăcut în special la viteze scăzute. Diminuarea acestor cupluri pulsatorii şi, deci, utilizarea în bune condiţii a motorului asincron, alimentat de la convertizor static de frecvenţă la viteze scăzute, este posibilă prin eliminarea armonicilor superioare din cîmpul învîrtitor. Eliminarea acestor armonici nedorite se poate face pe două căi :

a — electric, prin creşterea numărului de faze ale maşinii, a numărului de pulsuri ale

invertorului, sau prin folosirea unei modulații în durată a curentului prin motor [2], care are rolul de a elimina armonicile curentului din motor;

b — mecanic, prin utilizarea unei transmisii care să preia cuplurile oscilante.

2. Practica acestor acționări a demonstrat însă faptul că sînt necesare o serie de măsuri care privesc proiectarea intrinsecă a motoarelor asincrone, astfel încît ansamblul convertizor — motor să funcționeze ireproșabil pe întreaga plajă a frecvențelor, $1 \div 60$ Hz. Aceste măsuri nu sînt prezentate, în general, în literatura de specialitate, care se ocupă mai ales de studierea implicațiilor pe care le impun convertizoarele de frecvență în funcționarea motoarelor asincrone astfel comandate. O analiză detaliată a celor prezentate în § 2 permite sublinierea următoarelor cerințe constructive, care trebuie avute în vedere la proiectarea motoarelor:

a — luarea unor măsuri pentru asigurarea unui efect pelicular minim. În acest scop barele coliviei rotorice vor avea formă rotundă. La motoarele de putere mare barele rotorice vor fi confecționate din mai multe conductoare izolate; în unele cazuri va trebui examinată necesitatea transpunerii conductoarelor elementare, măsură care se impune și la colivia de amortizare a motoarelor sincrone mari;

b — adoptarea unei înfășurări statorice cu pas scurtat ($\beta = 0{,}8 \ldots 0{,}85$), cu număr întreg de crestături pe pol și fază ($q = 3 \div 5$);

c — înclinarea crestăturilor rotorice cu un pas dentar statoric, sau puțin redus, în funcție de armonica ce urmează a fi anihilată în principal;

d — proiectarea mașinii, astfel încît inductivitățile de scăpări să fie cît mai reduse;

e — mărirea întrefierului cu 25% față de valorile adoptate pentru motoarele normale;

f — adoptarea ventilației forțate, în cazul funcționării preponderente la frecvențe joase;

g — dimensionarea mecanică îngrijită sub aspectul evitării vibrațiilor.

4. Concluzii

Prin alimentarea motorului asincron de la un convertizor static de frecvență se constată un caracter pulsator al cuplului electromagnetic dezvoltat de mașină. Folosind dezvoltarea în serie Fourier a curentului statoric, s-a obținut o sumă de semnale sinusoidale de armonici ($6k \pm 1$), care alimentează separat mașina și s-a determinat cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină pe principiul însumării efectelor parțiale. Metoda este relativ simplă, prezentînd dezavantajul descompunerii în serie Fourier a unor semnale ce nu sînt continue pe porțiuni și, deci, nederivabile, conducînd la serii cu convergență slabă, care necesită mulți termeni. Utilizarea calculatorului electronic înlătură dezavantajul prezentat. Se indică, de asemenea, procedee de reducere a pulsațiilor cuplului.

Anexa 1

Cînd componenta fundamentală a undei curentului statoric este;

$$i_1 = \sqrt{2}\, I_1^{(1)} \sin \omega_1 t,$$

atunci unda fundamentală a curentului rotoric, obținută din circuitul echivalent al motorului, este:

$$i_2 = \sqrt{2}\, I_2^{(1)} \sin (\omega_1 t + \varepsilon_1),$$

unde:

$$I_2^{(1)} = \frac{s X'_m I_1^{(1)}}{\sqrt{R_2'^2 + s^2 X_r'^2}}, \qquad \varepsilon_1 = \operatorname{arctg} \frac{R'_2}{s X'_r},$$

iar: R'_2 este rezistența rotorică pe fază, raportată la stator;

X'_m — reactanța de magnetizare pe fază;

$X'_r = X'_2 + X'_m$

X'_2 — reactanța rotorică de scăpări pe fază, raportată la stator.

Bibliografie

[1] *Creighton, G.K.* Current — source invertor — fed induction motor torque pulsations. In: I.E.E. Proceedings, vol. 127, pt. B, no. 4, 1980, p. 231.

[2] *Măgureanu, R. Micu, D.* Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone. București, Editura Tehnică, 1985.

[3] *Fransua, A.* ș.a. Mașini și acționări electrice. Probleme fundamentale. București, Editura Tehnică, 1978.

CZ 621.318.2 : 621.317.3 : 531.781

CONTACT MAGNETIC
SUPRAFAȚĂ DE CONTACT
FORȚĂ DE ATRACȚIE

Influența profilului suprafeței de contact magnetic asupra forței de atracție (III)

IACOB SUCIU* – TIMIȘOARA

Generalități

Această lucrare constituie un al treilea studiu care se referă la „contactul magnetic", tratat de autor în două articole [1, 2]. Astfel, profilul suprafeței de contact magnetic, asociat cu o solicitare magnetică adecvată, oferă posibilitatea creșterii forței de atracție exercitată în zona de discontinuitate a întrefierului tehnologic al unui circuit magnetic închis.

Acest studiu are la bază cercetările lui Konstantinov, O. Ia. [3], efectuate asupra platourilor electromagnetice, utilizate ca dispozitive de fixare auxiliare pentru prelucrarea pieselor feromagnetice.

Din acest motiv realizarea de platouri electromagnetice, cu circuit magnetic puternic saturat (de exemplu, $B_s \approx 2{,}15$ T), este practic imposibilă. În ipoteza fluxului $\Phi = \text{const}$, forța F poate crește numai prin micșorarea suprafeței (aparente) A, iar forța ar putea atinge valori considerabile dacă ar lipsi saturația. Astfel, urmărind această cale, *utilizarea de poli cu suprafața (frontală) de contact magnetic prevăzută cu crestături, ar putea duce la sporirea forței de atracție la electromagneți.*

1. Influența suprafețelor de contact magnetic profilate asupra forței de atracție

Forța de atracție exercitîndu-se în suprafețele de discontinuitate ale circuitului magnetic,

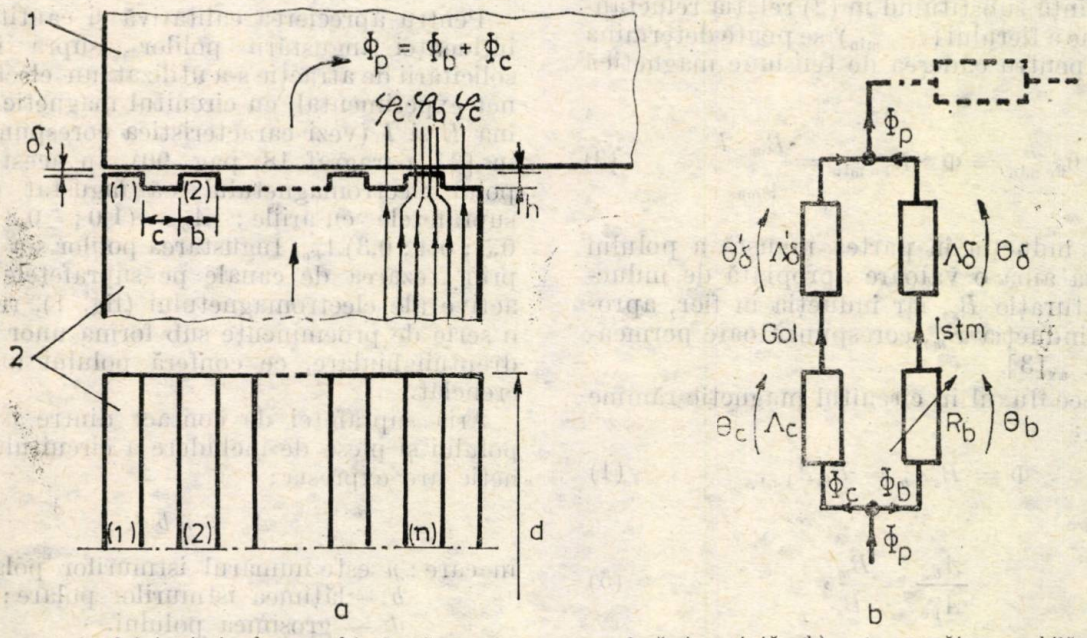


Fig. 1. Îngustarea polului (a) și schema echivalentă pentru zona polară îngustată (b): *1* — armătura mobilă (sau piesa de prelucrat); *2* — pol: (1), (2), ... (*n*) — istmuri polare.

Plecînd de la o relație cunoscută a lui Maxwell, forța electromagnetică portantă se poate exprima funcție de inducția B sau fluxul Φ:

$$F = \frac{B^2 A}{2\mu_0} = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A}. \qquad (1)$$

Se cunoaște faptul că, pentru un material de oțel dat, sporirea inducției magnetice peste valoarea inducției de saturație B_s se obține prin creșterea însemnată a tensiunii magnetomotoare.

atunci micșorarea suprafeței polare trebuie făcută în zona contactului magnetic. În această situație, căderea de tensiune magnetică în miezul feromagnetic nu va fi prea mare, avînd în vedere că inducția în miez nu este mare. Căderea de tensiune magnetică în porțiunea îngustată a polului va fi, de asemenea, neglijabilă, deși inducția este relativ mai mare, întrucît lungimea polului îngustat este mică.

Gradul de îngustare a polului, stabilit la proiectare, depinde de mărimea întrefierului prezumat între poli, pol și piesă, grosimea și mate-

* Prof. dr. ing. *Suciu, I.* Institutul Politehnic – Timișoara.

rialul piesei, construcţia polului, fluxul de dispersie etc.

În primă aproximaţie, se poate considera că inducţia optimă în porţiunea îngustată a polului trebuie să fie apropiată de inducţia de saturaţie a materialului din care este executat circuitul magnetic.

Pentru obţinerea unei inducţii mari în partea îngustată a polului, la t.m.m. a bobinei, este necesar ca în celelalte părţi ale circuitului magnetic căderile de tensiune magnetică să fie minime.

Căderea de tensiune magnetică în fier (θ_{Fe}) se poate determina din relaţia:

$$\theta_{Fe} = \Phi \cdot R_{Fe}, \quad [A.sp], \qquad (2)$$

în care Φ este fluxul fascicular în fier, în Wb;

R_{Fe} — reluctanţa fierului, în H^{-1}.

Din expresia de mai sus se vede că θ_{Fe} va fi minimă, dacă R_{Fe} devine, de asemenea, minimă; din relaţia $R_{Fe} = l/(\mu A_{Fe})$, rezultă R_{Fe} minimă dacă $\mu = \mu_{max}$, adică $R_{Fe\,min} = l/(\mu_{max} A_{Fe})$.

La valoarea maximă a permeabilităţii (μ_{max}) corespunde o anumită inducţie în fier (B_m), în consecinţă substituind în (2) relaţia reluctanţei minime a fierului ($R_{Fe\,min}$) se poate determina expresia pentru căderea de tensiune magnetică minimă:

$$\theta_{Fe\,min} = \Phi \cdot R_{Fe\,min} = \frac{B_m \cdot l}{\mu_{max}}. \qquad (3)$$

Astfel, inducţia în partea îngustă a polului trebuie să aibă o valoare apropiată de inducţia de saturaţie B_s, iar inducţia în fier, apropiată de inducţia B_m, corespunzătoare permeabilităţii μ_{max} [3].

Deoarece fluxul în circuitul magnetic rămîne constant:

$$\Phi = B_s A_b = B_m A_{Fe}, \qquad (4)$$

atunci:

$$\frac{A_b}{A_{Fe}} = \frac{B_m}{B_s}, \qquad (5)$$

în care A_b este aria secţiunii părţii îngustate a polului şi A_{Fe} — aria secţiunii polului feromagnetic.

În tabelul 1 se prezintă B_s şi B_m pentru diferite materiale utilizate frecvent la platourile electromagnetice [3] şi mărimea $p = \frac{F - G}{A_{Fe}}$, care reprezintă presiunea magnetică (forţa specifică) portantă, unde F este forţa de atracţie (portantă) şi G — forţa gravitaţională.

Din tabelul 1 se observă că pentru obţinerea unui sistem electromgnetic cît mai economic este necesar să se asigure, conform (5), raportul $A_b/A_{Fe} = 0{,}35 \div 0{,}42$. În acest caz solicitările specifice (p), care pot fi obţinute prin t.m.m. relativ reduse, vor fi egale cu valorile prevăzute în tabelul 1 [3].

Tabelul 1

Material	B_s, T	B_m T	B_m/B_s	p, kgf · cm^{-2}
Oţel ARMCO (oţel E, după GOST 3836-47	2,14	0,900	0,428	18,70
Oţel 10	2,13	0,750	0,352	18,40
Oţel 20	2,11	0,680	0,323	18,10
Oţel turnat	2,10	0,697	0,330	17,90

Raportul dintre A_b şi A_{Fe}, indicat mai sus, nu este optim pentru toate valorile t.m.m. Acesta se va modifica cu variaţia t.m.m. şi, în consecinţă, alegerea valorii necesare (a îngustării polilor) trebuie rezolvată prin calcul pentru fiecare caz în parte.

Pentru aprecierea calitativă şi cantitativă a influenţei îngustării polilor asupra mărimii solicitării de atracţie s-a utilizat un electromagnet experimental, cu circuitul magnetic de forma E şi I (vezi caracteristica corespunzătoare în [3], paragraf 18, pag. 90). În acest studiu polul electromagnetului s-a îngustat pînă la suprafeţele cu ariile: $A_b = (1{,}0;\ 0{,}8;\ 0{,}6;\ 0{,}5;\ 0{,}4;\ 0{,}3) A_{Fe}$. Îngustarea polilor s-a realizat prin frezarea de canale pe suprafeţele polare active ale electromagnetului (fig. 1), rezultînd o serie de proeminenţe sub forma unor istmuri dreptunghiulare, ce conferă polului un profil crenelat.

Aria suprafeţei de contact dintre istmurile polului şi piesa de închidere a circuitului magnetic are expresia:

$$A_b = n\, b\, d, \qquad (6)$$

în care: n este numărul istmurilor polare;

b — lăţimea istmurilor polare;

d — grosimea polului.

Înălţimea h a istmurilor trebuie să fie minimă; în cazul considerat $h = 1$ mm.

Fluxul fascicular Φ_p, care trece în piesă, se divide în două fluxuri fasciculare: $\Phi_b = n\,\varphi_b$ — fluxul prin cele n istmuri polare şi $\Phi_c = n'\varphi_c$ — fluxul prin cele n' intervale dintre istmuri şi deci:

$$\Phi_p = \Phi_b + \Phi_c. \qquad (7)$$

Din schema echivalentă a circuitului magnetic în zona polară, prezentată în figura 1, în ipoteza $\delta_t = 0$, rezultă:

$$\frac{\Phi_c}{\Lambda_c} = \Phi_b \cdot R_b, \qquad (8)$$

în care:

$R_b = \dfrac{h}{\mu_b A_b}$ este reluctanța istmurilor polare (mărime variabilă funcție de h și A_b);

$\Lambda_c = \mu_0 \dfrac{A_{Fe} - A_b}{h}$ — permeanța intervalelor dintre istmuri.

În concluzie, din (8):

$$\frac{\Phi_c}{\Phi_b} = \Lambda_c \cdot R_b = \frac{\mu_0}{\mu_b} \cdot \frac{A_{Fe} - A_b}{A_b}. \qquad (9)$$

2. Calculul forței de atracție (portantă) în cazul suprafețelor de contact magnetic cu profil crenelat

În figura 2 sînt date fluxurile fasciculare în piesă, funcție de t.m.m., fără (a) și cu considerarea (b) saturației locale a istmurilor. Deși ist-

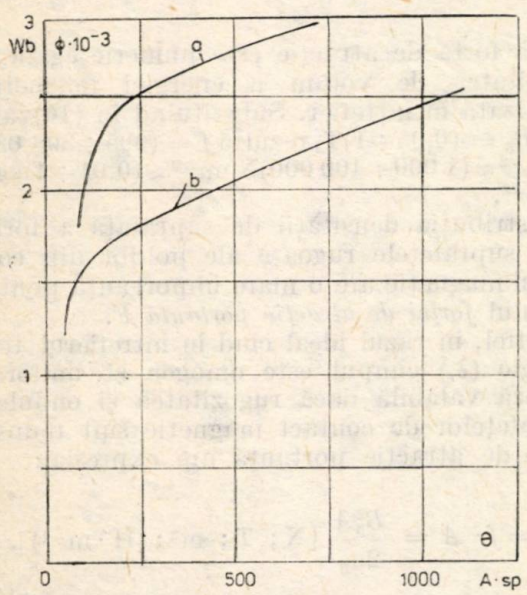


Fig. 2. Comparație între fluxurile (fasciculare) în piesă Φ_p fără considerarea saturației (a) și cu considerarea saturației locale a istmurilor (b), funcție de solenația θ, [3].

murile au lungime redusă (deci reluctanță relativ mică), trebuie să se țină seama de saturațiile locale și curba (a) din figura 2, reprezentînd $\Phi_p = f(\theta)$, nu corespunde realității.

Un asemenea electromagnet cu poli îngustați se poate calcula mai simplu prin metode grafo-analitice [3]. Din acest calcul se determină fluxurile fasciculare Φ_b și Φ_c, care figurează în (7) și (9), cu ajutorul cărora se calculează forțele de atracție corespunzătoare F_b și F_c. Astfel, conform (1):

— forța produsă de fluxul prin istmuri:

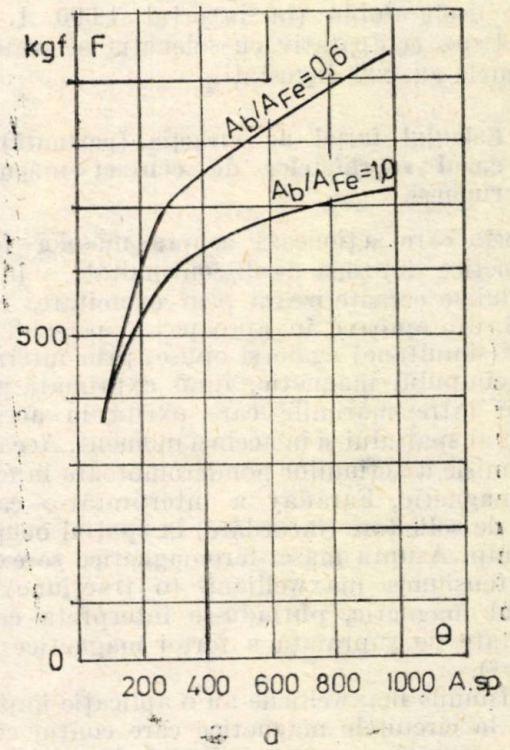
$$F_b = \frac{\Phi_b^2}{2\mu_0 A_b}, \quad \text{N}, \qquad (10)$$

— forța produsă de fluxul prin intervalele dintre istmuri:

$$F_c = \frac{\Phi_c^2}{2\mu_0 (A_{Fe} - A_b)}, \text{N}. \qquad (11)$$

Forța de atracție (portantă) totală, care se exercită prin perechea de forțe (simultane) egale și opuse, între polul îngustat și piesa (armătura) de sarcină se exprimă prin suma forțelor F_b și F_c din (10) și (11), astfel:

$$F = F_b + F_c, \quad \text{N} \qquad (12a)$$



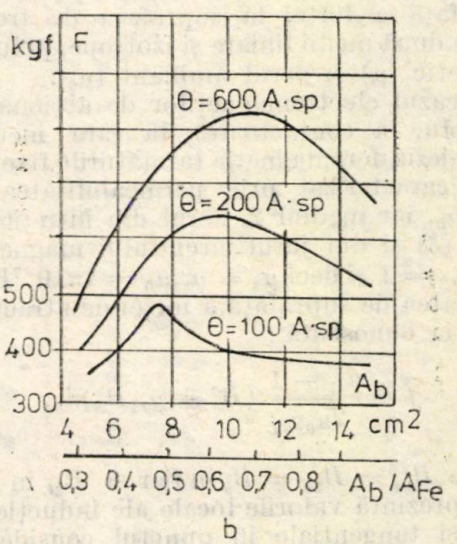


Fig. 3. Variațiile $F(\theta)$ la diferiți A_b/A_{Fe}, (a) și $F(A_b/A_{Fe})$ la diferite solenații (b) [3].

sau sub formă dezvoltată

$$F = \frac{1}{2\mu_0}\left[\frac{\Phi_b^2}{A_b} + \frac{\Phi_c^2}{(A_{Fe} - A_b)}\right], \text{ N.} \quad (12\,b)$$

În concluzie, calculul forței de atracție în cazul polilor îngustați este relativ complicat și valoarea forței este funcție de t.m.m. și raportul A_b/A_{Fe}.

Din figura 3 se observă că forțe mari se pot obține numai la sisteme cu poli îngustați (a) și la $A_b/A_{Fe} = 0{,}48 \div 0{,}8$ (b). Intr-un caz concret [3], prin îngustări ale polilor $A_b \leqslant 0{,}6A_{Fe}$, pentru menținerea aceleași forțe, la sisteme cu poli îngustați, solenația poate să crească mai mult decît dublu (în raportul 1 000 A. sp/ 400 A.sp), comparativ cu solenația necesară la sistemele cu poli îngustați.

3. Calculul forței de atracție (portantă) în cazul suprafețelor de contact magnetic rugoase

Forța care acționează asupra maselor feromagnetice din zona de discontinuitate a întrefierului se caracterizează prin exercitarea continuă, din aproape în aproape, a perechii de forțe (simultane) egale și opuse, prin intermediul cîmpului magnetic, fiind exprimată prin relații între mărimile care există în același punct al spațiului și în același moment. Această transmisie a acțiunilor ponderomotoare în cîmpul magnetic, Faraday a interpretat-o ca o stare de solicitare (încordare) în spațiul ocupat de cîmp. Asupra masei feromagnetice se exercită tensiunea maxwelliană (o tracțiune) în cîmpul magnetic, putîndu-se interpreta ca o densitate de suprafață a forței magnetice (în $N.m^{-2}$).

Tensiunile maxwelliene au o aplicație importantă la circuitele magnetice care conțin contacte magnetice, pentru calculul densității de suprafață a forței la suprafața de frontieră dintre două medii liniare și izotrope, polul feromagnetic (μ) și aerul ambiant (μ_0).

În cazul electromagneților de acționare (de exemplu, la contactoare), la care mediul 1 este miezul feromagnetic (armăturile fixe și mobile), caracterizat prin permeabilitatea $\mu_1 = \mu_{r1}\mu_0$, iar mediul 2, aerul din întrefierul de lucru (δ) și din jurul circuitului magnetic, la care $\mu_{r2} = 1$ și deci $\mu_2 = \mu_{r2}\mu_0 = 4\pi 10^{-7}\text{H.m}^{-1}$, densitatea de suprafață a forței de atracție are expresia cunoscută :

$$\vec{f} = \frac{\mu_{r1} - 1}{2\mu_0\mu_{r1}}(B_n^2 + \mu_{r1}B_{2t}^2)\vec{n}_\delta, \quad (13)$$

în care $B_{1n} = B_{2n} = B_n$ în fier și B_{2t} în întrefier reprezintă valorile locale ale inducției normale și tangențiale în punctul considerat și $\vec{f}$ are sensul spre mediul cu permeabilitatea mai redusă (în cazul considerat spre întrefier), independent de sensul lui B_n.

Admițînd în spațiul întrefierului (cu ecartul δ) un cîmp magnetic uniform, perpendicular pe suprafețele de discontinuitate, rezultă lipsa componentei tangențiale a inducției în întrefier și, deci, $B_{2t} = 0$, $B_n = B_\delta$ și relația (13) devine :

$$\vec{f} = \frac{\mu_{r1} - 1}{\mu_{r1}} \frac{B_\delta^2}{2\mu_0} \cdot \vec{n}_\delta, \quad (14)$$

și deoarece : $\mu_{r1} = \mu_{rFe} \gg 1$, rezultă formula cunoscută :

$$\vec{f} = \frac{B_\delta^2}{2\mu_0} \cdot \vec{n}_\delta, \text{ N} \cdot \text{m}^{-2}, \quad (15)$$

sau scalar :

$$f = \frac{B_\delta^2}{2\mu_0}, \text{ N} \cdot \text{m}^{-2}, \quad (16)$$

adică forța de atracție este numeric egală cu densitatea de volum a energiei magnetice localizată în întrefier. Substituind în (16) valorile $B_\delta = (0{,}05 \div 1)\text{T}$, rezultă $f = (995 \div 398\,089)$ $\text{N} \cdot \text{m}^{-2} \approx (1\,000 \div 400\,000)\text{N} \cdot \text{m}^{-2} \approx (0{,}01 \div 4)\text{kgf} \cdot \text{cm}^{-2}$.

Distribuția densității de suprafață a forței f pe suprafețele rugoase ale polilor din contactul magnetic are o mare importanță pentru calculul *forței de atracție portantă* F.

Astfel, în cazul ideal cînd în întrefierul tehnologic (δ_t) cîmpul este omogen și uniform, ipoteză valabilă dacă rugozitatea și ondulele suprafețelor de contact magnetic sînt reduse, forța de atracție portantă are expresia :

$$F = f \cdot A = \frac{B_\delta^2 A}{2\mu_0} [\text{N}; \text{T}; \text{m}^2; (\text{H} \cdot \text{m}^{-1})], \quad (17)$$

sau :

$$F = \frac{0{,}102\, B_\delta^2 A}{2\mu_0} [\text{kgf}; \text{T}; \text{m}^2; (\text{H} \cdot \text{m}^{-1})] \quad (18)$$

și funcție de fluxul magnetic uniform distribuit în întrefier :

$$F = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A} [\text{N}; \text{Wb}; (\text{H} \cdot \text{m}^{-1}); \text{m}^2]. \quad (19)$$

La contacte magnetice cu suprafețele caracterizate prin rizuri adînci și ondule pronunțate [2], formula (17) se poate exprima sub forma (aproximativă) :

$$F' = \frac{B_{\delta med}^2 A_a}{2\mu_t} \text{ N}, \quad (20)$$

sau:

$$F' = k_\delta \frac{B_\delta^2 A_a}{2\mu_0} = k_\delta F, \text{ N}, \qquad (21)$$

în care:

$B_{\delta med}$ este inducția magnetică medie în întrefierul tehnologic, în T;

$A_a = A$ — aria suprafeței aparente de contact magnetic [2], în m^2;

μ_t — permeabilitatea magnetică medie în întrefierul tehnologic ($\mu_{Fe} > \mu_t > \mu_0$) [1], în $H.m^{-1}$;

k_δ — coeficient (adimensional) care ține seama de aspectul rugos al suprafețelor de contact magnetic;

B_δ — inducția magnetică în întrefierul tehnologic, în ipoteza unui cîmp omogen și uniform, în T.

Mărimile $B_{\delta med}$, μ_t, k_δ și B_δ se determină (nu fără dificultăți) pe bază de măsurări și calcul.

Coeficientul k_δ are expresia:

$$k_\delta = \frac{\beta}{\mu_{rt}}, \qquad (22)$$

în care $\beta = B_{\delta med}^2 / B_\delta^2$; $\mu_t = \mu_{rt}\mu_0$, care la contactele magnetice (de rupere) din circuitele magnetice de comutație (electromagneții de acționare ai contactoarelor) *pot varia continuu datorită deformațiilor permanente ce rezultă în urma impactului polilor* [1].

Relațiile (20) și (21) se pot exprima și funcție de fluxuri.

În concluzie, la anumite solicitări magnetice ale suprafețelor polare rugoase și la anumite grade de rugozitate, coeficientul $k_\delta > 1$, ducînd la creșterea forței de atracție portante. Avînd în vedere cele menționate mai sus, în primul rînd variația lui β și μ_t (funcție de condițiile de exploatare a electromagneților), valoarea lui k_δ este foarte greu de obținut și nu poate să prezinte vreo importanță practică, comparativ cu cele studiate în cazul suprafețelor cu profil crenelat.

Continuarea acestui articol se va referi la determinarea parametrilor contactului magnetic prin analogie formală cu contactele electrice.

Bibliografie

[1] *Suciu, I.* Contactul magnetic — un nou element de circuit și catastrofa magnetică în întrefier (I). In: revista (EEA), Electrotehnica, 32 (1984), nr. 5, p. 169—174.

[2] *Suciu, I.* Suprafața de contact magnetic și solicitarea magnetică a acesteia (II). In: revista (EEA), Electrotehnica, 33 (1985), nr. 2, p. 64—69.

[3] *Konstantinov, O. Ia.* Rasciot i konstruirovanie magnitnih i elektromagnitnih prisposoblenii. Leningrad, Izd. Mașinostroenie, 1967.

[4] *Șora, C.* Bazele electrotehnicii. Editura did. și pedagogică, București, 1982.

CZ 621.314.263

CONVERTOR STATIC DE MEDIE FRECVENȚĂ

Analiza unor scheme convenționale de reglare pentru un convertor static de medie frecvență cu compensare paralel a sarcinii

PARTEA I

MIRCEA CHINDRIȘ, SILVIU DARIE, TIBERIU COLOȘI, HORIA BĂLAN* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Convertoarele statice de frecvență constituie în prezent cea mai bună alternativă pentru alimentarea în medie frecvență a instalațiilor de încălzire prin inducție [1]. Din multitudinea de scheme propuse, s-a impus convertorul cu circuit intermediar de curent continuu și invertor în punte monofazată, figura 1, care în condițiile perfecționării continue a performanțelor dispozitivelor semiconductoare de putere, satisface necesitățile uzuale în gama de frecvență 0,15...10 kHz. În același timp, posibilitatea cuplării în paralel pe partea de medie frecvență a mai multor unități permite obținerea unor surse de alimentare cu puteri de ordinul MW, astfel încît puterile de alimentare a instalațiilor inductive nu sînt practic limitate superior.

Simplitatea circuitului de forță, la care se adaugă alte avantaje, menționate pe larg în

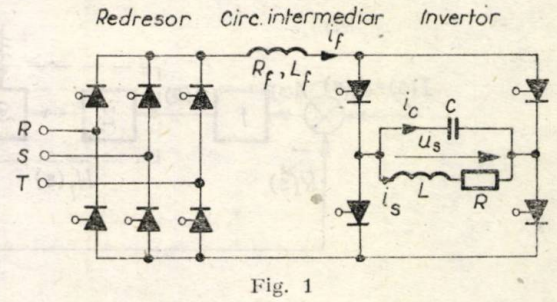


Fig. 1

* Institutul Politehnic Cluj-Napoca

literatură [1, 2, 3, 4, 5] este însoțită însă de o complexitate relativ ridicată a circuitului de reglare, avînd în vedere modul de funcționare a invertorului din componența acestui convertor. Astfel, pentru comanda convertoarelor cu invertor în punte monofazată și compensare paralel a sarcinii sînt necesare două semnale de reglaj și anume frecvența de comandă a invertorului, respectiv unghiul de comandă al redresorului.

Frecvența de comandă f_c a invertorului trebuie menținută permanent la o valoare mai mare decît frecvența proprie f_0 a circuitului oscilant de sarcină, astfel încît să se asigure un defazaj capacitiv γ între curentul și tensiunea de ieșire a invertorului, respectiv o durată de polarizare inversă a tiristoarelor punții invertoare :

$$t_i = \frac{\gamma}{\omega_c} = (1, 2 \ldots 2)t_q, \mu s, \qquad (1)$$

în care t_i este timpul de polarizare inversă;
t_q — timpul de dezamorsare a tiristoarelor invertorului.

Reglarea unghiului α de comandă a redresorului este necesară deoarece modificarea tensiunii de ieșire a redresorului comandat reprezintă singura modalitate practică de modificare a tensiunii (respectiv a puterii) sarcinii, modificare cerută de instalația de încălzire prin inducție.

Modelarea analitică a convertorului static de frecvență cu invertor monofazat în punte și sarcină compensată în paralel, necesară analizei sistemului instalație electrotermică — convertor static—dispozitiv de comandă, este obținută în [2] :

$$u = R_f \cdot i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + u_s, \qquad (2)$$

$$u_s = R \cdot i_s + L \frac{di_s}{dt}, \qquad (3)$$

$$i_c = C \frac{du_s}{dt}, \qquad (4)$$

$$i_f = i_c + i_s, \qquad (5)$$

pe baza următoarelor ipoteze :

a — funcționarea invertorului este simetrică pe cele două semialternanțe ale tensiunii de ieșire ;

b — redresorul se înlocuiește cu o sursă ideală de tensiune u ;

c — tiristoarele sînt întreruptoare ideale ;

d — rezistența (R) și inductivitatea (L) ale sarcinii, respectiv rezistența (R_f) și inductivitatea (L_f) ale bobinei de filtrare sînt constante, urmînd ca variația sarcinii în timpul procesului de încălzire să fie luată în considerare sub forma unor perturbații asupra tensiunii de ieșire ;

e — invertorul posedă un circuit de comandă propriu.

Aplicînd transformata Laplace pentru condiții inițiale nule, sistemul (2)...(5) devine :

$$U(s) = (R_f + sL_f)I_f(s) + U_s(s), \qquad (6)$$

$$U_s(s) = (R + sL)I_s(s), \qquad (7)$$

$$I_c(s) = sCU_s(s), \qquad (8)$$

$$I_f(s) = I_c(s) + I_s(s). \qquad (9)$$

Mărimea reglată depinde de particularitățile procesului de încălzire, respectiv de forma și dimensiunile piesei, tipul încălzirii (superficială sau în volum), productivitatea instalației etc. Astfel, se deosebesc regimuri de încălzire la tensiune de sarcină constantă, temperatură constantă a suprafeței piesei (caz în care se cere o reglare specială a puterii furnizate inductorului) sau la putere specifică constantă. Dintre variantele amintite, pentru instalațiile ce lucrează în gama frecvențelor medii se utilizează în special stabilizarea tensiunii la bornele inductorului [6].

Lucrarea prezintă două scheme convenționale de reglare a acestui convertor pentru care se studiază funcțiile de transfer, răspunsurile indiciale, trasarea și interpretarea pe calculator a răspunsurilor. De asemenea, se analizează influența unor perturbații uzuale asupra acestor sisteme.

1. Schema de reglare în raport cu abaterea tensiunii de ieșire

În figura 2 se prezintă schema-bloc a reglării în raport cu abaterea tensiunii de ieșire (de sarcină), unde :

$I(s) = U_1(s)$ este transformata Laplace a tensiunii prescrise, constantă în raport cu timpul ;

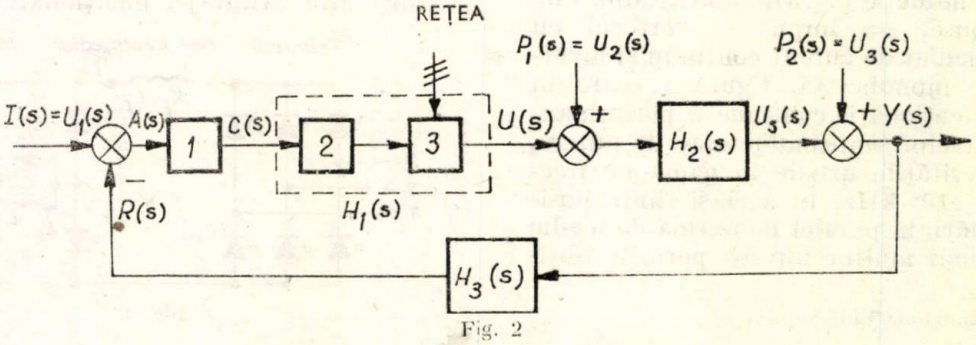


Fig. 2

$Y(s) = U_s(s)$ — transformata Laplace a valorii efective a tensiunii de sarcină;

$U(s)$ — transformata Laplace a tensiunii continue de alimentare a invertorului;

$A(s)$, $C(s)$, $R(s)$ — transformatele Laplace ale abaterii de reglaj, semnalului de comandă, respectiv semnalului de reacţie negativă;

$P_1(s) = U_2(s)$ — transformata Laplace a perturbaţiei care reprezintă modificări accidentale ale tensiunii reţelei;

$P_2(s) = U_3(s)$ — transformata Laplace a unor perturbaţii parametrice ale sarcinii în cursul procesului de încălzire;

$H_1(s)$ — funcţia de transfer care include complexul de comandă pe grilă (CCG) în serie cu redresorul comandat;

$H_2(s)$ — funcţia de transfer a circuitului de sarcină, incluzînd şi filtrul din circuitul intermediar;

$H_3(s)$ — funcţia de transfer a circuitului de reacţie negativă, avînd în componenţă un transformator coborîtor şi circuitul de redresare.

Redresorul comandat este alimentat de la reţeaua industrială de distribuţie de joasă tensiune, 3 × 380 V, 50 Hz.

Funcţia de transfer $H_2(s)$ se obţine din ecuaţiile (6)...(9) prin eliminarea $\mathcal{L}i_f$ şi $\mathcal{L}i_s$, rezultînd:

$$H_2(s) = \frac{U_s(s)}{U(s)} =$$

$$= \frac{sL + R}{LL_fCs^3 + C(R_fL + RL_f)s^2 + (CRR_f + L + L_f)s + R + R_f} \tag{10}$$

care pentru $R = 63{,}3 \cdot 10^{-3}\ \Omega$, $L = 22 \cdot 10^{-6}\ H$, $C = 201{,}2 \cdot 10^{-6} F$, $R_f = 0{,}01\ \Omega$, $L_f = 3{,}3 \cdot 10^{-3}$H [3] conduce la:

$$H_2(s) = \frac{3{,}475 \cdot 10^{-4}s + 1}{(45{,}3 \cdot 10^{-3}s + 1)(4{,}4 \cdot 10^{-9}s^2 + 1{,}25 \cdot 10^{-5}s + 1)} = 0{,}863, \tag{11}$$

Complexul de comandă pe grilă şi redresorul se exprimă prin funcţia de transfer [7]:

$$H_1(s) = \frac{U(s)}{C(s)} = \frac{K_{CCG} \cdot K_{Red}}{T_1 s + 1} = \frac{68{,}53}{1{,}67 \cdot 10^{-3}s + 1}, \tag{12}$$

unde $K_{CCG} = 180°/7{,}5$ V reprezintă coeficientul de transfer în regim staţionar al CCG, $K_{Red} = 514$ V/180° este coeficientul de transfer în regim staţionar al redresorului comandat în punte trifazată, iar $T_1 = 1{,}67 \cdot 10^{-3}$ s este o constantă echivalentă de timp care include şi timpul mort al redresorului.

Funcţia de transfer a circuitului de reacţie negativă s-a aproximat prin [8]:

$$H_3(s) = \frac{K_3}{T_3 s + 1} = \frac{8{,}33 \cdot 10^{-3}}{0{,}125 \cdot 10^{-3}s + 1.} \tag{13}$$

Ca urmare, funcţia de transfer exterioară regulatorului corespunde cu:

$$H_{ext}(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s) \approx$$

$$\approx 0{,}492 \frac{3{,}47 \cdot 10^{-4}s + 1}{(45{,}3 \cdot 10^{-3}s + 1)(1{,}79 \cdot 10^{-3}s + 1)}. \tag{14}$$

Sistemul studiat fiind un sistem de stabilizare care are în componenţă mutatoare statice, pentru acordarea regulatorului s-a utilizat criteriul modulului în varianta Kessler, rezultînd:

$$H_{REG} = \frac{K_P\left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right)}{T's + 1} =$$

$$= 26{,}62\left(1 + \frac{1}{4{,}53 \cdot 10^{-2}s}\right) \cdot \frac{1}{3{,}47 \cdot 10^{-4}s + 1}, \tag{15}$$

ceea ce corespunde unui regulator cu efect PI avînd factorul de proporţionalitate $K_p = 26{,}62$, constanta de timp cu efect integrator $T_i = 0{,}0453$ s şi $T' = 3{,}47 \cdot 10^{-4}$s, care reprezintă o constantă de timp reziduală.

Schema electronică de principiu a acestui regulator, realizat cu un amplificator operaţional, se prezintă în figura 3.

Răspunsul indicial al sistemului echivalent de reglare din figura 2 rezultă din:

$$Y(s) = \frac{H_{REG}(s) \cdot H_1(s) \cdot H_2(s)}{1 + H_{REG}(s) \cdot H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s)} U_1(s) +$$

$$+\frac{H_2(s)}{1+H_{REG}(s)\cdot H_1(s)\cdot H_2(s)\cdot H_3(s)}U_2(s)+$$

$$+\frac{1}{1+H_{REG}(s)\cdot H_1(s)\cdot H_2(s)\cdot H_3(s)}U_3(s), \quad (16)$$

unde : $U_1(s)=\frac{5{,}208}{s}$, $U_2(s)=\frac{U_2}{s}$, $U_3(s)=\frac{U_3}{s}$, (17)

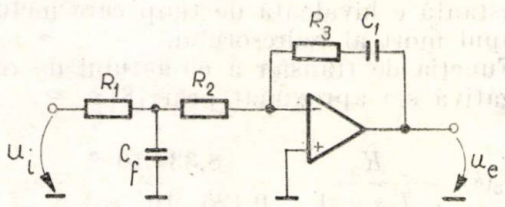


Fig. 3

cu observația că pentru U_2 și U_3 s-au ales valori semnificative asupra cărora se va reveni. Nivelul $U_1 = 5{,}208$ V s-a ales pentru a obține valoarea de 625 V a tensiunii efective U_s de sarcină, corespunzător utilizării în circuitul de forță a invertorului a tiristoarelor T 600 F fabricate de IPRS Băneasa.

Ca urmare, din (16), pentru expresiile funcțiilor de transfer prezentate mai sus, se obține răspunsul indicial al semnalului de ieșire :

$$y(t) = 120{,}05\,U_1[1 - \varepsilon^{-278{,}73t}(\cos 278{,}55t + 0{,}93 \sin 278{,}55\,t)] + 0{,}07\,U_2[\varepsilon^{-22{,}07t} - 0{,}9\varepsilon^{-278{,}73t}(\cos 278{,}55t - 0{,}15 \sin 278{,}55t)] + U_3\varepsilon^{-278{,}73t}(\cos 278{,}55t + \sin 278{,}55t). \quad (18)$$

Se observă că răspunsul este periodic, puternic amortizat în raport cu timpul, tinzînd asimptotic în regim staționar spre valoarea :

$$y_{st} = y(t \to \infty) = 120{,}05\,U_1 = 625 \text{ V}, \quad (19)$$

care corespunde nivelului de tensiune impus la bornele sarcinii.

Răspunsul indicial (18) s-a studiat pe calculatorul HP9820A în următoarele cazuri particulare :

a) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = U_3 = 0$ prezentat în figura 4, rezultînd un suprareglaj de 4,34%;

b) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = 0$, $U_3 = 250$ V prezentat în figura 5, rezultînd un suprareglaj de $2{,}63 < \%$;

c) $U_1 = U_2 = 0$, $U_3 = 100$ V prezentat în figura 6, curba *1* și $U_3 = -50$ V, curba *2*, conducînd la un răspuns periodic puternic amortizat. Se observă că regimul tranzitoriu se încheie practic la același interval de timp de $6{,}5 \cdot 10^{-3}$ s pentru diferite valori ale perturbației treaptă, ceea ce reprezintă o limită inferioară mult acoperitoare pentru aplicațiile uzuale ale convertorului;

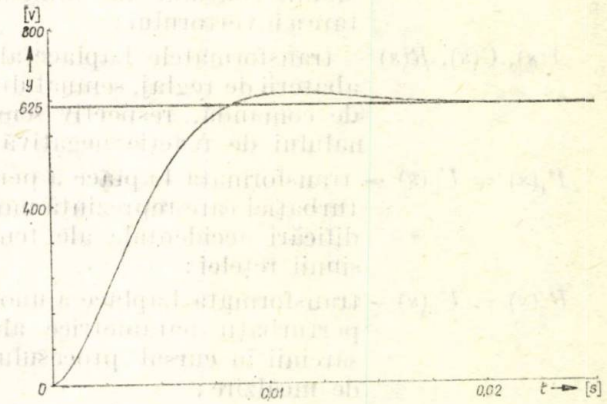


Fig. 4

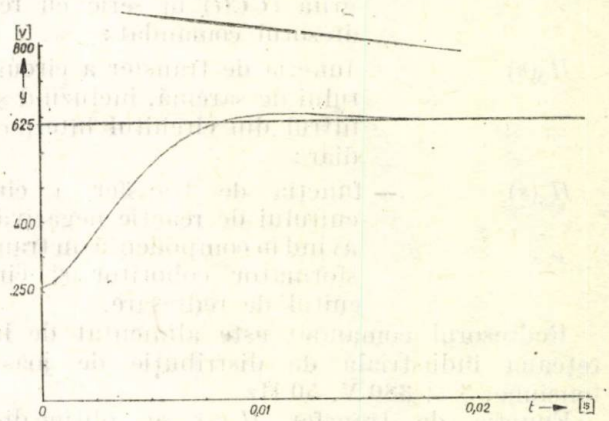


Fig. 5

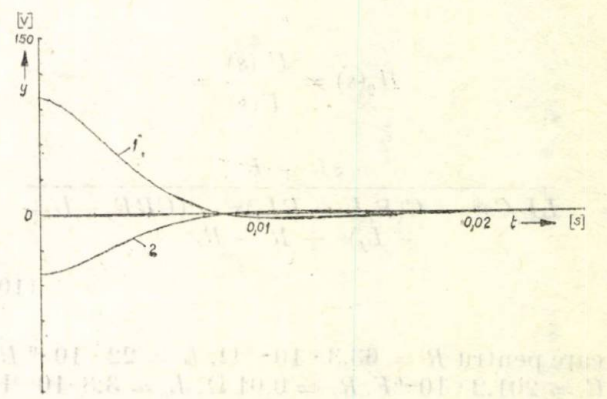


Fig. 6

d) $U_1 = U_3 = 0$, $U_2 = 100$ V prezentat în figura 7, evidențiază practic o insensibilitate a sistemului de reglaj la variația tensiunii rețelei. Se remarcă faptul că, deși durata regimului tranzitoriu al răspunsului la perturbație este mare (circa 100 ms), efectul de atenuare puternică a acestei perturbații asigură o foarte bună comportare a sistemului de reglaj;

e) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = 0$, $U_3 = 100$ V, suprapus peste regimul staţionar, rezultînd timpul de amortizare de circa $5 \cdot 10^{-3}$ s — figura 8.

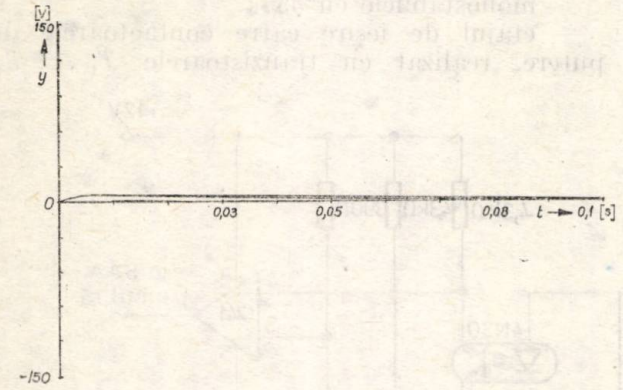


Fig. 7

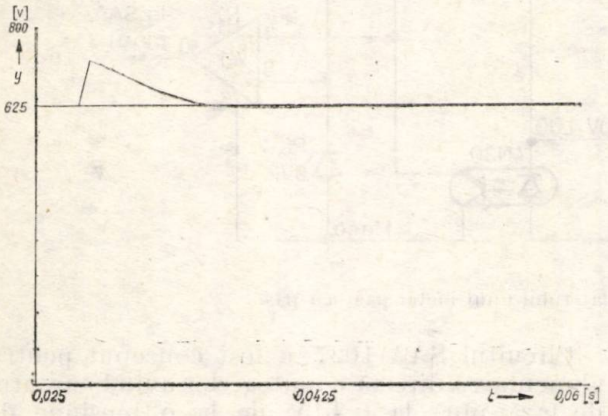


Fig. 8

În concluzie, se constată că circuitul echivalent de reglare prezintă o comportare proporţional — derivativă de ordinul 2, unde efectul derivativ este introdus de elementul transformator — redresor de pe circuitul de reacţie. Răspunsurile indiciale exemplificate în figurile 4—8 evidenţiază comportări periodice puternic amortizate în raport cu timpul, cu suprareglaje sub 5% şi timpi ai primei stabiliri de circa $8 \cdot 10^{-3}$ secunde. Aceste peformanţe de reglaj se consideră corespunzătoare utilizării practice a sistemului.

Bibliografie

[1] *Chindriş, M.* Stadiul actual şi perspectivele de utilizare a convertoarelor statice de medie frecvenţă. Referat de doctorat. Cluj-Napoca, 1981.

[2] *Chindriş, M.* ş.a. Modelarea analitică a unui convertor static de medie frecvenţă cu compensare în paralel a sarcinii prin relaţii intrare—stare—ieşire. EEA — Electrotehnica, **34** (1986), nr. 1, p. 33—38.

[3] *Szekely, I.* Studiu asupra dimensionării convertoarelor cu tiristoare cu invertor paralel pentru încălzirea prin inducţie. In: EEA — Electrotehnica, **32** (1984), nr. 2, p. 48—53.

[4] *Matthes, H.G.* Der statische Frequenz-Umrichter zum Einsatz in der industriellen Elektrowärme. In: Elektrowärme International, nr. 6/1977.

[5] *Ludu, N.* Convertizoare de înaltă frecvenţă 10—25 kHz, 50 kW cu tiristoare pentru încălzirea prin inducţie în exploatarea industrială. In: EEA — Electrotehnica, **31** (1983), nr. 6, 241—243.

[6] *Sluhotkii, A.E.* şi *Riiskin, S.E.* Inductoare pentru încălzirea electrică. Editura tehnică, Bucureşti, 1982.

[7] *Coloşi, T.* ş.a. Automatizări industriale continue. Partea I-i, Lito IPCN, Cluj-Napoca, 1983.

[8] *Weinrich, G.* ş.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide. Editura tehnică, Bucureşti, 1970.

CZ 621.313.3 : 621.314.5

TRANSLATOR
CONVERTOR
MOTOR PAS CU PAS

Circuite de comandă pentru motoare pas cu pas

EMIL VOICULESCU* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Un sistem industrial de poziţionare cu motoare pas cu pas (MPP) constă dintr-un echipament de comandă numerică, care prelucrează semnale logice pînă la obţinerea semnalelor TACT şi SENS DE ROTAŢIE pentru motoarele acţionate, şi o parte electronică asociată motoarelor, comandată cu aceste semnale.

De obicei, această parte electronică se compune din următoarele blocuri funcţionale[1—4]:

— **Translatoarele** motoarelor pas cu pas, care cuprind etajele de semnal mic: circuitele de interfaţă şi distribuitoarele. Oscilatoarele modulate în frecvenţă, circuitele de comandă pentru micropăşire ş.a., atunci cînd există, intră de asemenea în compunerea translatorului MPP.

— **Convertoarele de alimentare** pentru motoarele acţionate.

În lucrare sînt prezentate circuitele de comandă din compunerea translatorului şi un convertor tranzistorizat de 250 W pentru alimentarea cu două tensiuni a motoarelor pas cu pas.

1. Circuitul de intrare

Destinaţia circuitului de intrare este interfaţarea cu echipamentul de comandă numerică.

* Ing. *Voiculescu E.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca

În figura 1 este prezentat circuitul de intrare al translatorului unui singur MPP [5—7]. Intrările translatorului sînt separate galvanic de echipamentul de comandă numerică. Transmisia impulsurilor de tact și a semnalului pentru sensul de rotație se face în curent;

— circuitul de protecție a ieșirilor sale, realizat cu diodele $D_1 \ldots D_8$, plus rezistențele asociate;

— monostabilele cu 555;

— etajul de ieșire către contactoarele de putere, realizat cu tranzistoarele $T_1 \ldots T_4$.

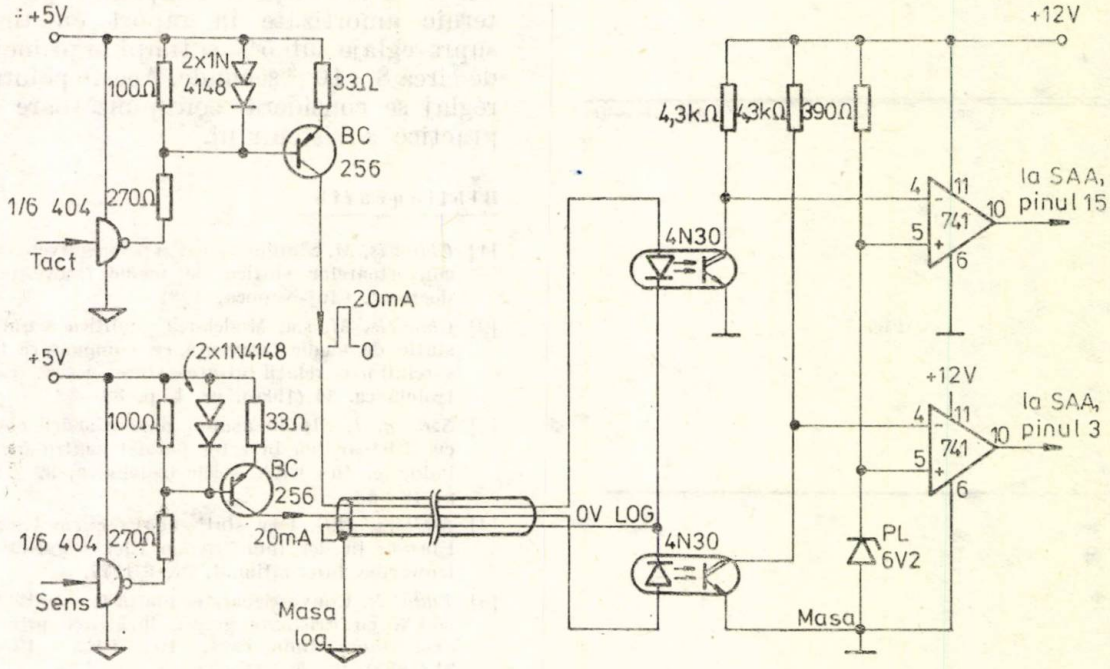


Fig. 1. Circuitul de intrare al translatorului unui motor pas cu pas.

fiind posibilă astfel comanda de la distanță a translatorului. În plus, cele două căi de semnal au fost ecranate, iar punerea la masă s-a făcut în conformitate cu recomandările pentru circuite TTL (fig. 1).

Semnalele de la ieșirile optocuploarelor sînt aplicate comparatoarelor realizate cu circuitul 741. Prin inversarea introdusă de comparatoare, rezultă semnale de ieșire în fază cu semnalele TACT, respectiv SENS, aplicate la intrare. Impedanța de ieșire a amplificatoarelor operaționale este în ambele stări redusă, ieșirea fiind în contratimp; aceasta mărește imunitatea la perturbații a schemei. În plus, comparatorul din calea de tact are rol de formator la frecvențe peste 1 kHz, cînd în colectorul fotodarlingtonului semnalul este puternic distorsionat datorită efectului Miller. Frecvența maximă transmisă cu circuitul din figura 1 a fost 10 kHz superioară frecvenței limită de sincronism a motoarelor utilizate.

2. Distribuitorul de impulsuri

Funcționarea motoarelor pas cu pas are loc prin deschiderea, respectiv blocarea unor contactoare statice care alimentează succesiv înfășurările motorului. Circuitul din figura 2 distribuie impulsurile de comandă în ordinea dorită pe fazele motorului și se compune din:

— circuitul specializat SAA 1027 [8];

Circuitul SAA 1027 a fost conceput pentru alimentarea directă a motoarelor avînd curentul de fază pînă la 0,3 A, de la o tensiune de 12 V c.c. Permite alimentarea unipolară a MPP cu patru faze în secvență dublă (în orice moment două faze din cele patru sînt alimentate). Cele patru semnale de ieșire de la terminalele 6, 8, 9 și 11 ale circuitului integrat au factorul de umplere de 50% și sînt decalate cu cîte un sfert de perioadă. În oscilograma de sus din figura 3, este prezentat comparativ unul dintre semnalele de ieșire ale circuitului SAA 1027 și semnalul aplicat la intrarea de tact a distribuitorului.

Pentru schimbarea sensului de rotație, ordinea de distribuție a semnalelor de ieșire se schimbă ca în cazul inversării a două faze.

Monostabilele realizate cu circuitele 555 generează semnale de comandă pentru tranzistoarele de forțare din contactorul fazei MPP (în fig. 4 aceste tranzistoare sînt atacate prin transformator de inpulsuri). În cazul străpungerii accidentale a tranzistoarelor întreruptoare de putere — cel mai probabil deranjament în funcționarea de durată — tensiunea de forțare a MPP, 120 V, nu pune în pericol distribuitorul integrat SAA1027, ieșirile acestuia fiind izolate de partea de putere prin diode (fig. 2).

Durata impulsului de forțare depinde de motorul acționat și de tensiunea de alimentare

a convertorului folosit pentru alimentarea acestuia. În oscilograma de jos din figura 3, temporizarea realizată este de cca. 1,5 ms și a fost calculată pentru un curent de 8A vîrf în faza unui MPP cu inductivitatea medie de aproximativ 10,4 mH/fază și rezistența ohmică de 0,4 Ω/fază.

Proiectat numai cu circuite logice alimentate la 12 V, distribuitorul realizat prezintă imunitate crescută la zgomot. Practic, nu s-au constatat erori de poziționare în nici una din utilizările industriale ale echipamentelor realizate în acest fel [5—7, 9].

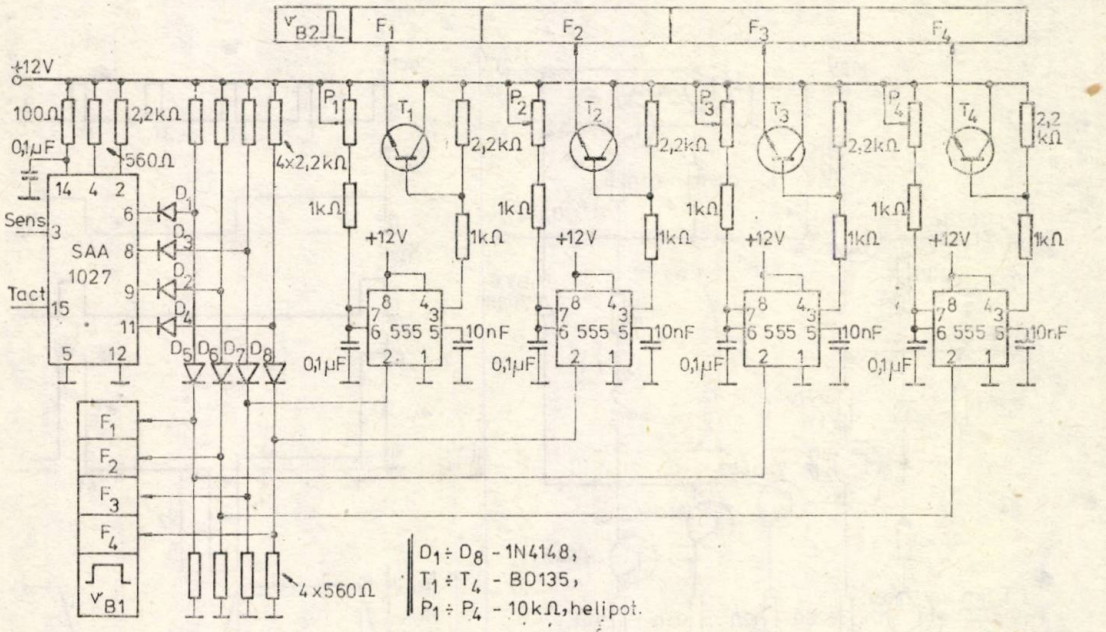


Fig. 2. Distribuitorul de impulsuri.

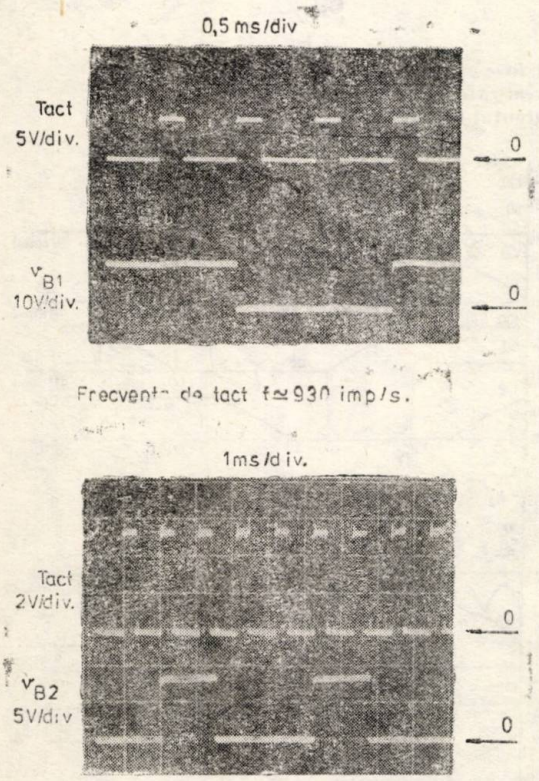


Fig. 3. Semnale generate de distribuitorul de impulsuri: sus — secvența dublă de alimentare (v_{B1}); jos — impulsul la ieșirea monostabilului (v_{B2}).

3. Convertorul de alimentare al MPP

În figura 4 a este prezentat convertorul unei faze a MPP, realizat cu tranzistoare de putere puse în paralel [5, 6]. Această soluție mărește siguranța în funcționare a convertorului, odată cu creșterea disponibilului de putere de acționare [10].

Pentru obținerea unui cuplu motor cît mai mare, la frecvențe de lucru ridicate, este de dorit ca forma de undă a curentului din faza motorului, i_f, să fie cît mai aproape de dreptunghi [11]. Pentru aceasta este folosită tensiunea de forțare $V_2 = +120$ volți [12, 13], care determină creșterea rapidă a curentului din faza motorului pînă la valoarea nominală $I_{max} = 8A$ (fig. 4b). O putere de vîrf de $120\ V \cdot 8A \approx 1kW$ este transferată acum din redresorul de tensiune înaltă în faza motorului pas cu pas. În continuare, tranzistoarele de forțare sînt blocate, iar curentul i_f este menținut de sursa de joasă tensiune $V_1 = +12$ volți. Conexiunea Darlington, folosită în contactorul de jos, echilibrează pierderile în comutație pe cele două tranzistoare finale, împiedicînd saturația lor. La blocarea acestui contactor, energia magnetică înmagazinată în inductivitatea L_m a fazei motorului este transferată sursei de $+120$ volți, deci este recuperată; randamentul convertorului este, din această cauză, superior.

Proiectarea asistată de calculator a convertorului va fi prezentată într-o lucrare viitoare.

4. Redresorul

Datorită curenților relativ mari consumați de motorul pas cu pas, redresarea monofazată nu este posibilă; valorile condensatoarelor de filtraj rezultate în acest caz sînt prohibitive. S-a adoptat, din această cauză, redresarea trifazată în punte, ca în figura 5, în care este dată schema electrică a redresorului folosit. Fuzibilele e_4 și e_5 s-au amplasat astfel încît întreruperea lor să nu împiedice transferul energiei din înfășurările motorului în condensatoarele figurate. Aceste condensatoare au funcția de acumulatoare de energie; capacitățile lor sînt prea mici pentru a netezi pulsurile tensiunii redresate la consumul mediu de 16 A al motorului folosit. La redresarea cu șase pulsuri însă, ondulația tensiunii redresate este oricum neglijabilă.

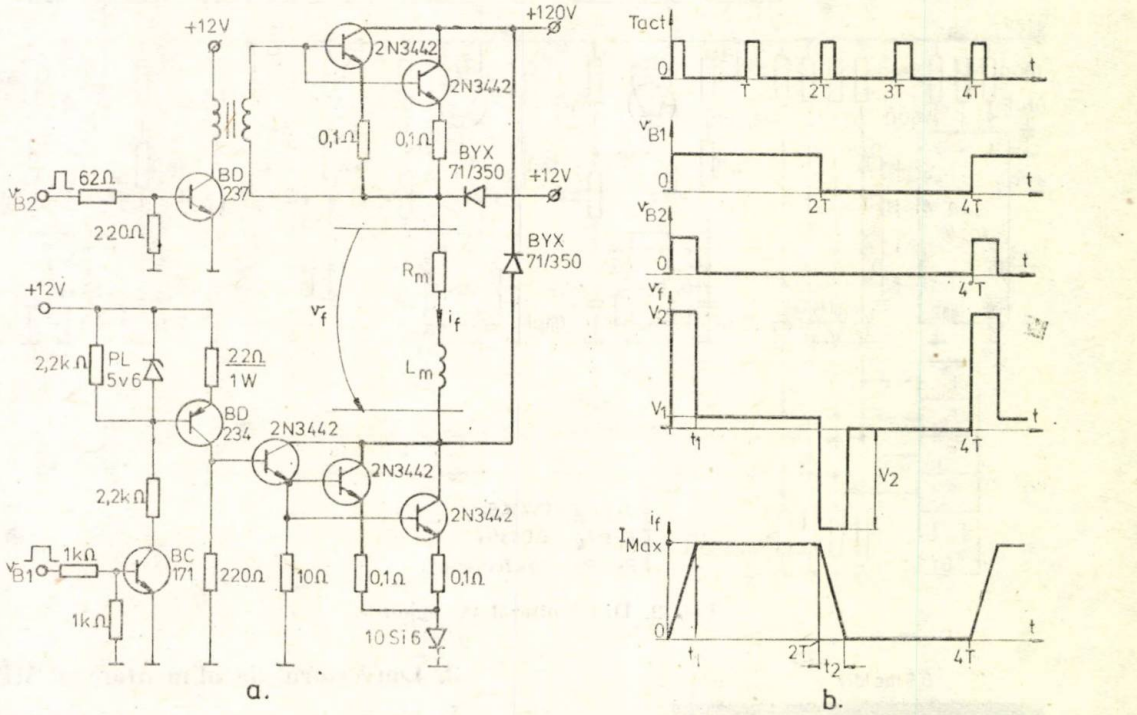


Fig. 4. Convertorul unei faze:
a — schema electrică; contactoarele de putere sînt realizate cu tranzistoare legate în paralel;
b — semnalele de comandă, tensiunea și curentul într-o fază a motorului.

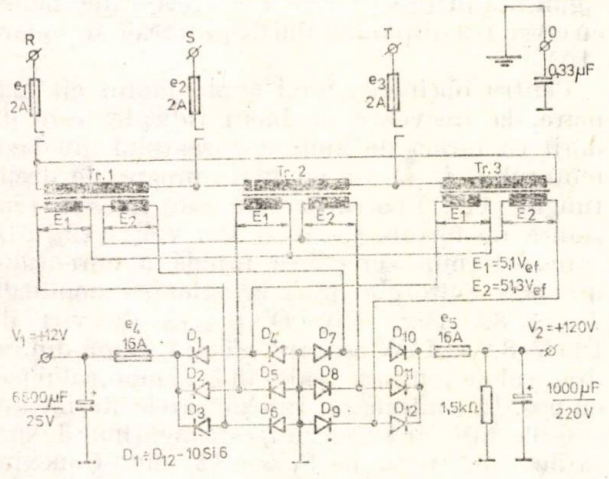


Fig. 5. Schema electrică a redresorului.

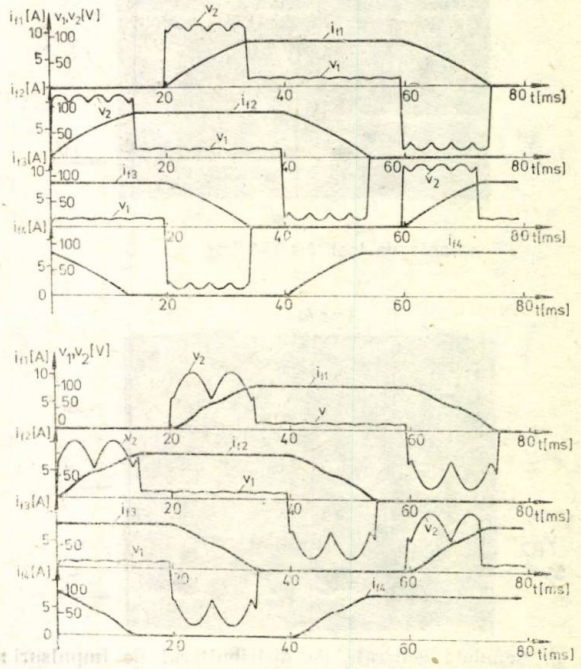


Fig. 6. Rezultatele simulării numerice a sistemului redresor—convertor—motor.

În figura 6 este analizat, comparativ, regimul curenți — tensiuni în fazele motorului la redresarea cu șase, respectiv trei pulsuri, în sursa de tensiune înaltă V_2. Pentru aceasta, a fost simulat numeric sistemul redresor-convertor-motor, folosind modelul matematic descris în [13].

Simularea numerică indică modificări ușoare ale fronturilor curenților din fazele motorului numai la redresarea cu trei pulsuri în sursa V_2; modificările vitezei și deplasării unghiulare sînt neglijabile (programul de simulare a fost făcut de M. Mátyás).

Rezultatele experimentale confirmă concluziile simulării numerice: cu același sistem convertor-motor s-a obținut, în ambele cazuri, aceeași frecvență-limită de mers.

Pentru protecția operatorului a fost prevăzut rezistorul de descărcare (bleeder) de 1,5 kΩ, în paralel cu condensatorul sursei V_2.

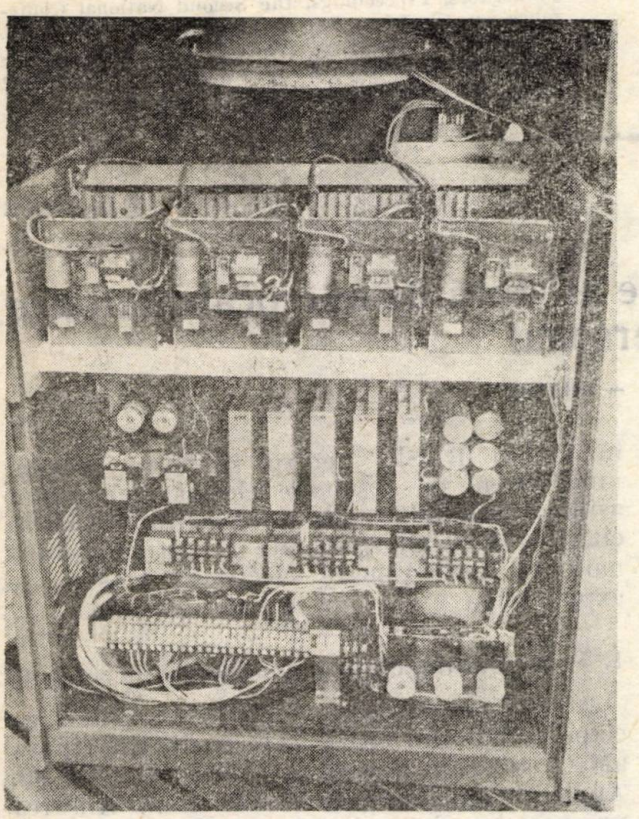


Fig. 7. Echipament de comandă pentru două motoare pas cu pas și masa de poziționare acționată.

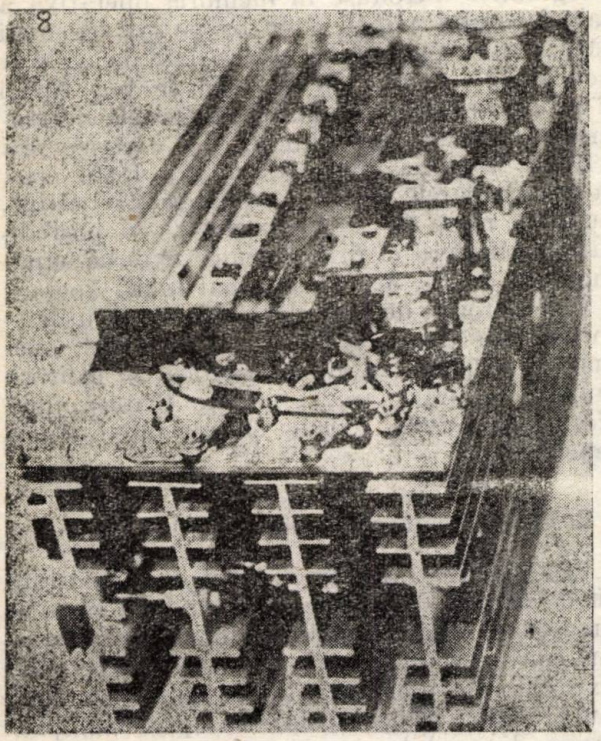


Fig. 8. Variantă compactă de translator și convertor de putere, pentru un motor pas cu pas.

5. Rezultate și concluzii

Circuitele prezentate reprezintă soluții fiabile, verificate printr-o exploatare industrială îndelungată [5—7]. Ele servesc comenzii și alimentării motoarelor pas cu pas cu cuplul motor pînă la 20 Nm. Circuitele sînt realizabile în totalitate cu componente indigene.

În figura 7 este prezentat un echipament de comandă pentru două motoare pas cu pas și masa de poziționare acționată cu aceste motoare [5]. La proiectarea echipamentului s-au folosit circuitele de comandă prezentate în lucrare.

O variantă compactă, bazată pe aceeași schemă electrică, cu tunel de aer pentru răcire forțată, este arătată în figura 8 (proiectant Z. Tóth [7]).

Bibliografie

[1] *Meier, W.* Schaltungsanordnung zum verlust — armen Steuern und zur Erzeugung kurzer Stromanstiegs — und abfallzeiten von durch die Motorwicklungen eines Schrittmotors fliessenden Strömen. Deutsches Patentamt **28**, 33, 764/1980.

[2] * * * Motion Controls for SLO-SYN Stepping Motors, Superior Electric, The Hague, Netherlands, 1984.

[3] *Chiang, D.* Control System for Stepping Motors, a Method of Operating Stepping Motors, and a Method for Selecting Current Patterns for Stepping Motors. United States Patent 4, 215, 302/1980.

[4] *King, K.* Stepping Motor Control. U.S. Patent 4, 136, 308/1979.

[5] *Voiculescu, E., Tóth, Z. Székely, A.* Echipament de comandă numerică pentru poziționare, cu motoare pas cu pas și înscrierea cotelor pe bandă perforată. Documentație la contractul cu Întreprinderea „Metalul Roșu" din Cluj-Napoca, 1979.

[6] *Szöcs, A., Voiculescu, E., Székely A.* Echipament de comandă pentru o masă în două coordonate cu motoare pas cu pas. Documentația contractului cu Întreprinderea „Progresul" din Brăila, 1979.

[7] *Szöcs, A., Tóth, Z., Székely A.* Documentația contractului cu Întreprinderea de Mașini, Agregate și Subansambluri Auto, Sf. Gheorghe, 1979.

[8] * * * Electric Motors and Accessories. Philips Data Handbook. Part 6, May 1981, printed in The Netherlands.

[9] *Kelemen, A., Crivii, M., Trifa, V., Voiculescu, E.* Dispozitiv pentru poziționarea în coordonate punct cu punct, cu motoare pas cu pas. Lucrare premiată în cadrul concursului de creație științifică și tehnică „Cîntarea României", 1978.
[10] *Voiculescu, E.* Optimizarea performanțelor motoarelor pas cu pas prin modul de comandă și prin modul de alimentare. Referatele de doctorat I și II, I. P. Cluj-Napoca, 1981.
[11] *Voiculescu, E.* Circuite pentru comutația rapidă a sarcinilor inductive. În : Buletinul Științific al I. P. Cluj-Napoca, nr. 23/1980.
[12] *Voiculescu, E., Tóth, Z.* Power Step Motor Drivers Using Transistors. Proceedings, the Second National Conference on Electrical Drives, Cluj-Napoca, May 1980.
[13] *Voiculescu, E.* Simulare numerică și rezultate experimentale în comanda motoarelor pas cu pas. În : revista EEA — Electrotehnica, **33** nr. 1, 1985.

CZ 621—83

PROIECTARE ACȚIONĂRI ELECTRICE
MICROCALCULATOARE

Proiectarea acționărilor electrice asistată de microcalculatoare de tip personal

CAROL SAAL* — BRAȘOV

Apariția și dezvoltarea calculatoarelor programabile denumite de tip personal, fabricate și în țara noastră (aMIC, PRAE), cît și a microcalculatoarelor în general, oferă inginerului electrotehnician un instrument de calcul eficace și la îndemîna sa la locul de muncă. Proiectantul și cercetătorul, din domeniul electrotehnic în general și al acționărilor electrice în special, pot rula programe de calcul fără a mai recurge la centrele de calcul electronic.

După cum este cunoscut, microcalculatoarele personale folosesc limbaje conversaționale, permițînd introducerea directă a programelor elaborate în memoria de lucru printr-o tastatură. Ușurința modificării, adăugării sau schimbării elementelor aparținătoare unei linii de program face ca durata dintre elaborarea programului și rularea sa să se reducă la minimum, evitînd orice fel de timpi morți. În prezent folosirea limbajului de programare BASIC a devenit o practică curentă la calculatoarele de tip personal, fie la cele românești, fie la altele străine (Commodore, Apple, TI etc).

În diferite reviste de profil electrotehnic a început în prezent publicarea de articole dedicate aplicațiilor din electrotehnică a calculatoarelor personale în diferite domenii ale acesteia [1,2,3]. Tehnicile numerice de calcul ies în prezent din faza utilizării lor de către specialiștii informaticeini și cei de înaltă calificare, trecîndu-se la etapa utilizării largi a acestor tehnici de către masa inginerilor de diferite profile, a studenților în cursul pregătirii lor profesionale, cît și a tehnicienilor. În electrotehnică, în particular, se asistă la răspîndirea pe scară mare a calculului numeric.

În acest articol se evidențiază unele particularități și aportul folosirii calculatoarelor de tip personal în proiectarea și cercetarea din domeniul acționărilor electrice. Pentru exemplificare se prezintă programe de calcul scrise în limbaj BASIC pentru studierea pornirii unui sistem de acționare electrică cu motor asincron trifazat și cuplu static de tip ventilator, cît și calculul unor reostate de pornire pentru motoare de acționare electrică. Acestea se expun după unele considerații succinte.

* Prof. dr. ing. *C. Saal*, Universitatea din Brașov.

1. Particularitățile calculatoarelor de tip personal

Aceste calculatoare posedă o tastatură, cu clape mobile sau nu (PRAE de diferite tipuri, aMIC, Sinclair Spectrum și ZX 81, TI 99, Apple, Commodore (16, 64, 128 etc.). Afișarea programelor și rezultatelor se face fie pe un monitor, fie pe ecranul unui televizor obișnuit. Programele introduse în memoria operativă a calculatorului pot fi stocate pe banda unui casetofon sau pe dischete și apelate de acolo la nevoie [3] ... [6]. Rezultatele se pot tipări și pe diferite tipuri de imprimante, cele electromecanice fiind mai scumpe, cele termice mai ieftine. Memoria operativă de tip RAM este, la calculatoarele de tip personal relativ ieftine, nu prea mare (1 ... 16 kocteți), cu posibilitatea extinderii ei prin memorii externe suplimentare de 16, 32, 64 sau mai mulți kocteți.

Calculatorul de tip personal oferă utilizatorului său un confort deosebit de calcul, conducînd la ridicarea productivității și calității muncii de proiectare și creație tehnică, mai ales acolo unde există calcule interative și repetitive.

2. Cerințe față de utilizator

Proiectantul sau cercetătorul care folosește un calculator de tip personal trebuie să aibă cunoștințe relativ reduse în domeniul limbajelor conversaționale, cel mai adesea BASIC. Existența de biblioteci de programe ușurează mult sarcina utilizatorului. În lipsa unor programe disponibile, înregistrate pe bandă sau alt suport, utilizatorul trebuie să fie capabil

să elaboreze singur programele de care are nevoie.

De mai sus rezultă creşterea în prezent a necesităţii cunoaşterii metodelor numerice de calcul. În limba română există o serie de lucrări ce pot servi drept introducere în calculul numeric [7], ..., [11], cît şi în limbi străine, din care se citează doar [12] ... [14]. În ce priveşte limbajele de programare, se pot consulta lucrările [3], [15] şi altele.

Se face resimţită publicarea în mai mare măsură a unor lucrări tratînd programarea în BASIC, cu aplicaţii specific electrotehnice.

Dată fiind memoria operativă relativ redusă a calculatoarelor personale, este necesar ca în anumite situaţii variabilele indexate folosite să nu conducă la depăşirea memoriei disponibile. Programele de calcul trebuie, deci, astfel elaborate, încît să recurgă cel mai puţin posibil la variabile indexate care să conducă la masive mari.

3. Aplicaţii

Ca exemple de calcule numerice din domeniul sistemelor de acţionare electrică, se prezintă aici un regim mecanic tranzitoriu din domeniul pornirii cu motor asincron, ca şi calculul unor reostate de pornire la motoare uzuale de acţionare.

3.1. Pornirea unui S.A.E. cu motor asincron trifazat şi cuplu static rezistent de tip ventilator

Fie un S.A.E. avînd factorul de inerţie $FI = 3$ şi un cuplu static rezistent, redus la arborele motorului, de tip ventilator:

$$m_s = \left[0{,}05 + 0{,}95\left(\frac{n}{n_N}\right)^2 M_{sN}.\right]. \qquad (1)$$

Cuplul static nominal M_{sN} este $0{,}8M_N$, M_N fiind cuplul nominal al motorului de acţionare; n, respectiv n_N, sînt turaţia motorului şi turaţia sa nominală. Motorul trifazat asincron în scurtcircuit ce se utilizează are datele: $P_N = 15$ kW; $n_N = 1\,440$ rot/min; $\lambda = M_k/M_N = 2{,}2$; $J_m = 0{,}084$ kg · m² (motor din programul viitor de fabricaţie al întreprinderii „Electroprecizia" Săcele).

Neglijîndu-se procesele electromagnetice nestaţionare, se cere să se determine dependenţa $n(t)$ din cursul pornirii.

Rezolvare

Se va admite că cuplul electromagnetic m al motorului este dat de relaţia lui Kloss simplificată:

$$m = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}, \qquad (2)$$

M_k şi s_k fiind cuplul critic, respectiv alunecarea critică, iar s alunecarea curentă.

Ecuaţia de mişcare a S.A.E. este:

$$m = m_s + J\frac{d\Omega}{dt} = m_s - J\Omega_0\frac{ds}{dt}, \qquad (3)$$

întrucît $\Omega = \Omega_0(1 - s)$, Ω_0 şi Ω fiind respectiv viteza unghiulară de sincronism şi cea momentană. Notînd constanta de pornire cu

$$T_p = \frac{J\Omega_0}{M_N} = FI\frac{J_m\Omega_0}{M_N}, \qquad (4)$$

ecuaţia (3) devine, avînd în vedere relaţiile (2) şi (4):

$$\frac{2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}} = \left[0{,}05 + 0{,}95\left(\frac{n}{n_N}\right)^2\right]\frac{M_{sN}}{M_N} - T_p\frac{ds}{dt}$$

În cazul de faţă:

$$\left(\frac{n}{n_N}\right)^2 = \left(\frac{1\,500}{1\,440}\right)^2(1 - s)^2 = 1{,}042^2(1 - s)^2, \qquad (5)$$

cu care ecuaţia (5) trece în:

$$\frac{ds}{dt} = f(s) = \left\{[0{,}05 + 1{,}35(1 - s)^2]0{,}8 - \frac{4{,}4}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}\right\}/T_p. \qquad (6)$$

După cîte se vede, ecuaţia (6) nu este liniară, fiind deci dificil de rezolvat prin metodele clasice.

Alunecarea critică s_k se găseşte scriind relaţia (2) pentru $s = s_N$, $m = M_N$, adică:

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{2}{\frac{s_N}{s_k} + \frac{s_k}{s_N}},$$

cu $s_N = 0{,}04$. Din ecuaţia de gradul doi în s_k se găseşte:

$$s_k = 0{,}167.$$

Mai există:

$$T_p = \frac{J\Omega_0}{M_N} = FI\frac{J_m\Omega_0}{M_N} =$$

$$= 3 \cdot \frac{0{,}084 \cdot 3{,}14 \cdot 1500}{99 \cdot 30} = 0{,}4 \text{ s}, \qquad (7)$$

deoarece cuplul electromagnetic nominal, determinat aproximativ, este :

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{15\,000 \cdot 30}{3{,}14 \cdot 1\,440} \simeq 99 \text{ Nm}.$$

Pentru integrarea ecuației diferențiale neliniare (6), cu condiția inițială $t_0 = 0$, $s_0 = 1$, se va folosi o metodă numerică unipas de tip Runge-Kutta-Gill de ordinul 4. După cum se știe, metodele de integrare numerică unipas își extrag informațiile numai din pasul de integrare precedent. Cunoscînd valoarea funcției y_0 în momentul inițial t_0, algoritmul de calcul permite găsirea valorii funcției y_1 după expirarea timpului DT, pasul de integrare, față de timpul t_0; după aceea calculul se repetă. La metoda RKG4 algoritmul de calcul este

$$y_1 = y_0 + (k_1 - 2\left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_2 + 2\left(1 + \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_3 + k_4)/6, \qquad (8)$$

în care :

$k_1 = DT \cdot f(x_0, y_0)$;

$$k_2 = DT \cdot f\left(x_0 + \frac{1}{2}DT, y_0 + \frac{1}{2}k_1\right).$$

$$k_3 = DT \cdot f\left(x_0 + \frac{1}{2}DT, y_0 - \left(\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_1 + \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_2\right); \qquad (9)$$

$$k_4 = DT \cdot f\left(x_0 + DT, y_0 - k_2\sqrt{\frac{1}{2}} + \left(1 + \sqrt{\frac{1}{2}}\right)k_3\right).$$

Pasul de integrare trebuind să fie mic, în raport cu constanta electromecanică de timp :

$$T_M = s_N T_p = \frac{J\Omega_0 s_N}{M_N} = 0{,}4 \cdot 0{,}04 = 0{,}016 \text{ s},$$

se alege $DT = 0{,}005$ secunde.

Programul de calcul redactat în limbaj BASIC este cuprins în tabelul 1; în figura 1 s-a trasat curba turației în funcție de timp, $n(t)$. Timpul final de integrare t_f s-a luat 0,5 secunde, după care procesul mecanic tranzitoriu este deja încheiat. Turația atinsă în regim staționar este de 1449,6 rot/min, ceea ce corespunde unei alunecări de regim staționar $s_s = 0{,}0336$.

3.2. Calculul reostatelor de pornire

Acest calcul banal și bine cunoscut, necesar la pornirea motoarelor de curent continuu și

Tabelul 1

10 REM REGIMUL MECANIC TRANZITORIU LA PORNIREA UNUI S.A.E. CU MOTOR ASINCRON ȘI CUPLU REZISTENT DE TIP VENTILATOR

	Notații, comentarii
20 *READ TO, SO DT, TF, L, SN* 30 *DATA* 0,1, .005,.5,2.2,.04 40 *T=TO*	*TO* = t_0; *SO* = s_0 = 1; *SK* = s_k; *S* = s; *L* = λ = = 2.2 (date și valori inițiale); *SN* = s_N; DT = 0.005 *s*; *TF* = t_f — timpul final de integrare
50 *SK=SN*(1+SQR(L^2—1))* 60 *A=SQR(.5)* 70 *DEFFN F(S)=((.05+1.085*(1—S)^2)*.8—.4.4/ /(S/SK + SK/S))/.4* 80 *K1=DT*F(SO)* 90 *T=TO+DT/2* 100 *K2=DT*F(SO+K1/2)* 110 *S=SO—(.5+A)*K1+(1—A)*K2* 120 *K3=DT*F(S)* 130 *T=TO+DT* 140 *S=SO+A*K2+(1+A)*K3* 150 *K4=DT*F(S)* 160 *S=(K1+2*(1—A)*K2+2*(1+A)*K3+K4)/6+SO*	$A = \sqrt{1/2}$. Definește funcția $f(s)$
170 *PRINT "T"=; T; "(S)", "S"="; S* 180 *PRINT TAB(0); "N"="; 1 500*(1—S); "ROT/MIN"* 190 *PRINT*	Tipărește rezultatele Lasă un rînd gol
200 *TO=T* 210 *SO=S*	Pregătirea pasului următor de integrare
220 *IF T<TF THEN 70*	Dacă $t \leqslant t_f$ se trece la pasul următor de integrare
230 *END*	

Notă. În cazul de față, partea dreaptă $f(s)$ a ecuației diferențiale neconținînd timpul t, liniile 40 și 90 pot lipsi; ele au fost scrise numai la adaptarea programului pentru integrarea prin metoda *RKG* a unei alte ecuații diferențiale de ordinul I.

asincrone cu inele, necesită totuşi unele eforturi din partea proiectantului. Acestea pot fi eliminate de către programe simple de calcul redate în tabelele 2 şi 3.

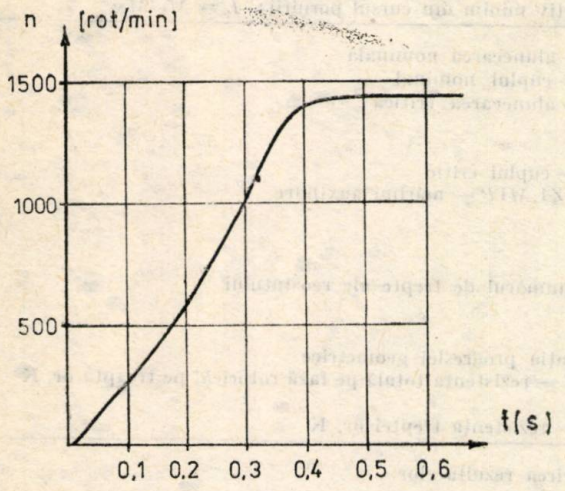


Fig. 1

3.2.1. Calculul reostatului de pornire la motorul de c.c. cu excitaţie separată şi derivaţie

Algoritmul de calcul, cunoscut din manuale (de exemplu [16], p. 110—112), nu se dă aici, dar reiese din programul din tabelul 2. S-a luat drept exemplu un motor avînd parametrii nominali $P_N = 11$ kW, $U_N = 220$ V, $I_{AN} = 60$ A, avînd rezistenţa rotorică necunoscută. În această situaţie se dă la linia 30 valoarea 0 pentru R_A, în program calculîndu-se R_A cu relaţia aproximativă :

$$R_A = \frac{U_N}{2I_{AN}}(1 - \eta_N) = \frac{U_N}{2I_{AN}}\left(1 - \frac{P_N}{U_N I_{AN}}\right).$$

Dacă R_A ar fi cunoscut, se va indica valoarea sa la linia 30. Alegînd $k_1 = I_1/I_{AN} = 2$, $k_2 = I_2/I_{AN} = 1{,}4$ (valorile relative ale curenţilor maxim I_1 şi de comutaţie sau minim I_2 din cursul pornirii), s-a obţinut numărul de trepte $z = 5$. Rezistenţele r_k ale reostatului pe treapta k, cît şi rezistenţele totale rotorice pe fază pe aceeaşi treaptă se dau în tabelul 4 a.

3.2.2. Calculul reostatului simetric de pornire la motorul asincron trifazat cu rotorul bobinat

Algoritmul de calcul poate fi urmărit în detaliu în lucrarea [16], p. 101—104. Programul de calcul este redat în tabelul 3; ca exemplu s-a ales un motor asincron trifazat de tip M2—46—6, de fabricaţie IMEB, avînd parametrii nominali : $P_N = 7{,}5$ kW ; $n_N = 940$ rot/min ; $E_2 = 175$ V (tensiune de linie) ; $I_{2N} = 29{,}2$ A.

Rezistenţa pe fază nefiind cunoscută, s-a calculat cu relaţia :

$$R_2 = \frac{E_2 s_N}{\sqrt{3} I_{AN}}.$$

Ea a fost declarată drept zero la linia 30, ceea ce conduce la calculul de mai sus (în program R_2 s-a notat R_A, pentru evitarea unor confuzii). Cu aceleaşi notaţii ca în paragraful 3.2.1., s-a obţinut $z = 3$ trepte şi rezistenţele din tabelul 4 b.

Tabelul 2

10 REM CALCULUL REOSTATULUI DE PORNIRE A MOTORULUI DE CURENT CONTINUU DERIVAŢIE ŞI CU EXCITAŢIE SEPARATĂ

	Notaţii, comentarii
20 *READ PN, UN, K1, K2, IAN, RA* 30 *DATA* 11,220,2,1.4,60,0	P_N(kW) ; U_N(V) ; R_A — rezistenţa înfăşurării rotorice, ohmi ; I_{AN}(A), curentul rotoric nominal
40 *I1=K*IAN* 50 I2=*K2*IAN*	Limitele de variaţie a curentului rotoric : maxim I_1, minim sau de comutare I_2
60 *IF RA=0 THEN* 80 70 *RA=.5*(1—PN*1E3/(UN*IAN))*(UN/IAN)* 80 *R1T=UN/I1* 90 *Z=INT(.5+LOG(R1T/RA)/LOG(K1/K2))* 100 *G=(R1T/RA)^(1/Z)* 110 *I1=G*I2* 120 *FOR K=1 TO Z* 130 *RKT=G^(Z—K+1)*RA* 140 *RK=(G^(Z—K+1)—G^(Z—K))*RA*	*R1T* — rezistenţa rotorică totală pe fază, cu tot reostatul înseriat *Z* — numărul de trepte *G = I1/I2* — raţia progresiei geometrice *RKT* — rezistenţa rotorică totală pe fază, pe treapta *K* *RK* — rezistenţa treptei *K*
150 *PRINT TAB (0);K;TAB(15);RK;TAB(15);RKT*	Tipărirea rezultatelor
160 *NEXT K*	
170 *PRINT "G=3; G, "RA="; RA* 180 *PRINT "I2="; I2, "I1=";I1*	Tipărirea unor rezultate auxiliare
190 *END*	

Nota. La linia 90 apare 0,5 pentru rotunjirea superioară întreagă a numărului de trepte Z ale motorului.

Tabelul 3

10 REM CALCULUL REOSTATULUI SIMETRIC DE PORNIRE LA MOTORUL ASINCRON TRIFAZAT CU INELE

	Notații, comentarii
20 *READ PN,NN NO,K1,K2,L,E2,I2N* 30 *DATA* 7.5,940,1 000,0,2.2,1.2,3.4,175,29.2	P_N(kW); n_N (rot/min); R_A (ohmi); rezistența unei înfășurări rotorice de fază; $K1$, $K2$, curenții relativi rotorici maxim, respectiv minim din cursul pornirii; $L = M_k/M_N$
40 *SN=(NO—NN)/NO* 50 *MN=PN*1E3/(3.14*NN/30)* 60 *SK=SN*(L=SQR(L^2—1))* 70 *IF RA=0 THEN 80 ELSE 90* 80 *RA=E2*SN/(I2N*SQR(3))* 90 *MK=L*MN* 100 *AZ=K1*MN/(2*MK)* 110 *SZ=(SK/(2*AZ))*))(1—SQR)(1—4*AZ^2))* 120 *AZ1=K2*MN/(2*MK)* 130 *SZ1= SK/(2*.AZ1))*(1—SQR(1—4*AZ1^2))* 140 *Z=INT(.5+LOG SZ)/LOG(SZ1/SZ))* 150 *SZP=(SZ1^Z)^(1/(Z+1))* 160 *M1P=2*MK/(SZP/SK+SK/SZP)* 170 *G=SZP/SZ1* 180 *FOR K=1 TO Z* 190 *RKT=RA*G^(Z—K+1)* 200 *RK=RA*(G^(Z—K+1)—G^(Z—K))*	*SN* — alunecarea nominală *MN*— cuplul nominal *SK* — alunecarea critică *MK*— cuplul critic *AZ, AZ1, M1P* — mărimi auxiliare *Z* — numărul de trepte ale reostatului *G*— rația progresiei geometrice *RKT* — rezistența totală pe fază rotorică, pe treapta nr. K *RK* — rezistența treptei nr. K
210 *PRINT TAB(0);K;TAB(10);RK;TAB(10);RKT* 220 *PRINT*	Tipărirea rezultatelor Rînd liber
230 *NEXT K*	
240 *PRINT "MK=";MK, "G=";G* 250 *PRINT "SN=";SN, "MN=";MN* 260 *PRINT "SK=";SK, "RA=";RA* 270 *END*	Tipărirea unor rezultate auxiliare

Nota. La linia 140 s-a adăugat 0,5 pentru a se rotunji întreg, superior, numărul de trepte Z ale reostatului.

Tabelul 4

a) *Rezultatele obținute pentru reostatul de pornire al motorului de c.c*

K	RK (ohmi)	RKT (ohmi)
1	0,552	1,833
2	0,386	1,281
3	0,270	0,895
4	0,188	0,626
5	0,132	0,437

G=1,431 RA=0,306 ohmi
$I2$=84 A $I1$=120,2 A

b) *Rezultatele obținute pentru reostatul de pornire al motorului trifazat asincron*

K	RK (ohmi)	RKT (ohmi)
1	0,712	1,482
2	0,370	0,770
3	0,192	0,400

MK=259,18 Nm G=1,926
SN=0,06 MN=76,23 Nm
SK=0,399 RA=0,208 ohmi

4. Rezumat și concluzii

După sublinierea posibilităților oferite proiectantului și cercetătorului electrotehnician de către calculatoarele de tip personal, s-au expus scurte programe de calcul din domeniul acționărilor și mașinilor electrice. Acestea pot fi implementate pe calculatoare românești de tip PRAE sau aMIC, ca și pe oricare alt tip de asemenea microcalculatoare.

Se accentuează necesitatea cunoașterii metodelor numerice de calcul de către utilizatorul electrotehnician, mai ales în condițiile în care bibliotecile disponibile de programe nu conțin programe specific electrotehnice sau sînt deficitare și sub aspectul subprogramelor de calcul matematic. Simularea numerică a diferitelor procese nestaționare, cît și problemele de optimizări, vor fi mult ușurate prin redactarea de programe adecvate.

Programele simple prezentate pot fi utilizate în studiul pornirii motorului asincron pe o sarcină de tip ventilator, ca și pentru calculul reostatelor de pornire la motoarele de curent continuu cu excitație în derivație și separată, cît și pentru motoarele asincrone trifazate cu rotorul bobinat.

Bibliografie

[1] *Büchner, F.* Zustandssimulation mit Kleinrechnern—Möglichkeiten und Grenzen für die Antriebstechnik. ELEKTRIE, Berlin, **39**, 1985, 2, 60—63.

[2] *Fischer, T.* şi *Retzlaff, W.* Simulation von Schaltungen der Leistungselektronik mit Hilfe programmierbarer Kleinstrechnern. ELEKTRIE, Berlin, **39**, 1985. Partea 1 : 1,14—16 ; partea 2 : 2,64—67 ; partea 3 : 3,107—110 ; partea 4 : 4,149—153.

[3] *Patrúbany, N.* ş.a. Familia de calculatoare personale româneşti PRAE şi limbajul său BASIC. In A.M.C., vol. **51**, Bucureşti, 186—220.

[4] * * * Sinclair ZX81 BASIC. Programmierhandbuch (ed. 3-a). Sinclair Research Limited. München, 1981.

[5] * * * Texas Instruments TI-99/4A Computer. Bedienungsanleitung, Texas Instruments Inc., 1982.

[6] *Petrescu, A.* ş.a. Microcalculatoarele Felix M18, M18 B, M 118 (vol. **1** şi **2**). Editura tehnică, Bucureşti, 1984.

[7] *Vraciu, G.* şi *Popa, A.* Metode numerice cu aplicaţii în tehnica de calcul. Ed. Scrisul Românesc, Craiova, 1982.

[8] *Şabac, I. Gh.* ş.a. Matematici speciale (vol. II). E.D.P., Bucureşti, 1984.

[9] *Bucur, C.M.* ş.a. Matematici speciale. Calculul numeric. E.D.P., Bucureşti, 1983.

[10] *Ixaru, L. Gr.* Metode numerice pentru ecuaţii diferenţiale cu aplicaţii. Ed. Academiei R. S. România, Bucureşti, 1979.

[11] *Mihu, C.* Sisteme de ecuaţii liniare şi forme pătratice. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1985.

[12] *Démidovitch, B.* şi *Morin, I.* Éléments de calcul numérique. Éditions Mir, Moscou, 1973.

[13] *Diatchenko, V.* Notions fondamentales de calcul numérique. Éditions Mir, Moscou, 1975.

[14] *Oelschlägel, D.* şi *Matthäus, W.G.* Numerische Methoden BSB B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1981.

[15] *Jitaru, M.* ş.a. Îndrumător de limbaje de programare. Editura Tehnică, Bucureşti, 1978.

[16] *Saal, C., Ţopa, I., Fransua, Al.* şi *Micu, E.* Acţionări electrice şi automatizări. EDP, Bucureşti, 1980.

CZ. 621.3.012 :621.317.35

CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE

Procedeu iterativ de analiză a circuitelor electrice neliniare cu surse comandate utilizînd proiectori

PAUL CRISTEA, MIHAI IORDACHE, CLEANTE MIHAI* — BUCUREŞTI

Introducere

Utilizarea proiectorilor şi a conceptului de matrice „inversă generalizată" [1, 2] conduce la o metodă deosebit de interesantă şi eficientă de analiză a circuitelor electrice neliniare.

Teoremele lui Kirchhoff se exprimă în funcţie de proiectori pe subspaţiile buclelor în graful de curent G^I şi respectiv suprafeţelor de secţiune în graful de tensiune G^U, ale spaţiului laturilor.

Caracteristicile laturilor sînt considerate definite pe spaţiul laturilor cu valori în spaţiul laturilor. Metoda de analiză a circuitelor electrice, propusă în lucrare, separă aspectele topologice de cele de calcul, ceea ce permite schimbarea caracteristicilor de latură fără să se schimbe structura topologică.

Deoarece circuitele electrice în regim tranzitoriu pot fi analizate ca un şir de circuite rezistive, obţinute prin înlocuirea tuturor bobinelor şi condensatoarelor cu modele discrete de circuit, asociate unui algoritm implicit de integrare selectat [3], în lucrare se vor face referiri numai la circuitele electrice rezistive.

Caracteristicile rezistoarelor neliniare controlate în tensiune (c.u.), sau în curent (c.i.), se aproximează prin segmente de dreaptă.

În lucrare se prezintă un procedeu iterativ de găsire a tuturor variabilelor circuitului (tensiuni şi curenţi) care se aplică atît la circuitele electrice neliniare, cît şi la cele liniare care conţin toate cele patru tipuri de surse comandate diport.

* Dr. ing. *Cristea, P.*, dr. ing. *Iordache, M.* şi ing. *Cleante, M.* — Institutul Politehnic — Bucureşti.

1. Descrierea metodei

Toate elementele de circuit neliniare c.u. (c.i.) se presupun conţinute în arborele normal comun (coarborele asociat arborelui normal comun) grafurilor de curent şi tensiune.

Forma matriceală a teoremelor Kirchhoff este :

$$\mathbb{C}^I_{SL}\vec{I}_L = 0, \tag{1}$$

$$\mathbb{C}^U_{BL}\vec{U}_L = 0, \tag{2}$$

unde $\vec{I}_L$ şi $\vec{U}_L$ sînt vectorii curenţilor şi respectiv tensiunilor laturilor.

Conform [1] :

$$\vec{I}_L \in \mathbb{S}^{I\perp}_S \equiv \mathbb{S}^I_B,\ \vec{U}_L \in \mathbb{S}^{U\perp}_B \equiv \mathbb{S}^U_S \text{ şi } \mathbb{S}^I_L \equiv \mathbb{S}^U_L.$$

Deci :

$$\vec{I}_L = \mathbb{P}^I_B\vec{X}_L, \tag{3}$$

$$\vec{U}_L = \mathbb{P}^U_S\vec{X}_L, \tag{4}$$

unde $\vec{X}_L$ este vectorul l-dimensional al variabilelor laturilor, care dă curenţii laturilor (prin proiecţia sa pe subspaţiul $\mathbb{S}^I_B$ al spaţiului $\mathbb{S}_L$ cu ajutorul proiectului $\mathbb{P}^I_B$) şi tensiunile laturilor (prin proiecţia sa pe subspaţiul $\mathbb{S}^U_S$ al spaţiului $\mathbb{S}_L$ cu ajutorul proiectorului $\mathbb{P}^U_S$).

Teoremele lui Kirchhoff pot fi scrise în funcţie de matricele incidenţelor esenţiale $\mathbb{A}$ şi respectiv $\mathbb{B}$, [1, 3], astfel :

$$\vec{I}_a = -\mathbb{A}\vec{I}_c, \tag{5}$$

$$\vec{U}_c = \mathbb{B}^T\vec{U}_a, \tag{6}$$

unde indicele inferior a indică variabilele laturilor-ramuri, iar indicele inferior c indică variabilele laturilor-coarde.

Caracteristicile rezistoarelor neliniare c.u. și a celor c.i. liniarizate pe porțiuni, corespunzătoare combinației curente de segmente s, au forma :

$$\vec{I}_u = \mathbb{G}_u(s) \cdot \vec{U}_u + \vec{J}_u(s), \tag{7}$$

$$\vec{E}_u^-(s) \leqslant \vec{U}_u \leqslant \vec{E}_u^+(s) \tag{8}$$

și, respectiv :

$$\vec{U}_i = \mathbb{R}_i(s) \cdot \vec{I}_i + \vec{E}_i(s) \tag{9}$$

$$\vec{I}_i^-(s) \leqslant \vec{I}_i \leqslant \vec{I}_i^+(s), \tag{10}$$

unde : $\mathbb{G}_u(s)$ ($\mathbb{R}_i(s)$), $\vec{J}_u(s)$ ($\vec{E}_i(s)$) și $\vec{E}_u^-(s)$, $\vec{E}_u^+(s)$ ($I_i^-(s)$, $I_i^+(s)$) reprezintă matricea diagonală a pantelor, vectorul ordonatelor la origine și respectiv vectorii limitelor inferioare și superioare ale caracteristicilor $I-U$ ($U-I$) ale rezistoarelor neliniare c.u. (c.i.) [3].

Caracteristicile laturilor au forma :

$$\vec{U}_a = \mathbb{R}_a \cdot \vec{I}_a - \vec{E}_a, \tag{11}$$

$$\vec{I}_c = \mathbb{G}_c \cdot \vec{U}_c + \vec{J}_c, \tag{12}$$

unde : $\vec{E}_a$ este vectorul t.e.m., $\vec{J}_c$ — vectorul curenților surselor de curent, $\mathbb{R}_a$ și $\mathbb{G}_c$ sînt matricele diagonale ale rezistențelor și respectiv conductanțelor.

Ecuațiile (5), (6), (11) și (12) conduc la graful fundamental matriceal al circuitului, reprezentat în figura 1.

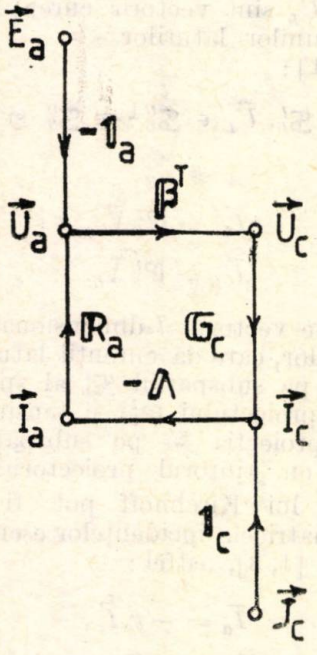


Fig. 1

Conform [1] proiectorii $\mathbb{P}_S^U$ și $\mathbb{P}_B^I$ corespunzători grafurilor de tensiune, respectiv de curent, se scriu astfel :

$$\mathbb{P}_S^U = \begin{array}{|c|c|}\hline \mathbb{P}^U_{Saa} & \mathbb{P}^U_{Sac} \\ \hline \mathbb{P}^U_{Sca} & \mathbb{P}^U_{Scc} \\ \hline \end{array} \quad (13), \qquad \mathbb{P}_B^I = \begin{array}{|c|c|}\hline \mathbb{P}^I_{Baa} & \mathbb{P}^I_{Bac} \\ \hline \mathbb{P}^I_{Bca} & \mathbb{P}^I_{Bcc} \\ \hline \end{array} \quad (14)$$

unde :

$$\mathbb{P}^U_{Saa} = (\mathbb{C}^U_{SS})^{-1} = (\mathbb{1}_a + \mathbb{B}\mathbb{B}^T)^{-1}, \tag{15}$$

$$\mathbb{P}^U_{Sac} = \mathbb{P}^U_{Saa} \cdot \mathbb{B}, \ \mathbb{P}^U_{Sca} = (P^U_{Sac})^T, \ \mathbb{P}^U_{Scc} = \mathbb{B}^T \cdot \mathbb{P}^U_{Saa}, \tag{16}$$

$$\mathbb{P}^I_{Bcc} = (\mathbb{C}^I_{BB})^{-1} = (\mathbb{1}_c + \mathbb{A}^T\mathbb{A})^{-1}, \tag{17}$$

$$\mathbb{P}^I_{Bac} = -\mathbb{A}\mathbb{P}^I_{Bcc}, \tag{18}$$

$$\mathbb{P}^I_{Bca} = (\mathbb{P}^I_{Bac})^T, \tag{19}$$

$$\mathbb{P}^I_{Baa} = \mathbb{A}\mathbb{P}^I_{Bcc}\mathbb{A}^T. \tag{20}$$

Deoarece :

$$(\mathbb{1}_a - \mathbb{P}^U_{Sac}\mathbb{B}^T)^{-1}\mathbb{P}^U_{Saa} = \mathbb{1}_a, \tag{21}$$

$$(\mathbb{1}_c - \mathbb{P}^I_{Bca}\mathbb{A})^{-1}\mathbb{P}^I_{Bcc} = \mathbb{1}_c, \tag{22}$$

graful matriceal din figura 1 ia forma modificată reprezentată în figura 2.

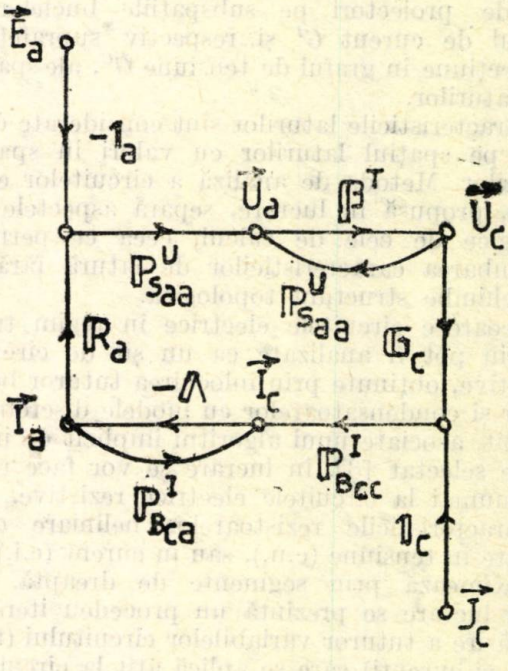


Fig. 2

Ținînd seama de ecuațiile (15—22) graful corespunzător procedeului iterativ de analiză a circuitelor electrice rezistive este reprezentat în figura 3.

Paşii algoritmului de calcul sînt daţi de relaţiile :

$$\vec{U}_a^{(0)} = 0, \qquad \vec{I}_c^{(0)} = 0, \tag{23}$$

$$\vec{U}_c^{(0)} = \mathbb{B}^T \vec{U}_a^{(0)} = 0, \qquad \vec{I}_a^{(0)} = -\mathbb{A}\, \vec{I}_c^{(0)} = 0, \tag{24}$$

$$\vec{I}_c^{(0)} = \hat{\mathbb{G}}_c(\vec{U}_c^{(0)}) \cdot \vec{U}_c^{(0)} + \vec{J}_c^{(0)} = \vec{J}_c^{(0)}; \qquad \vec{U}_a^{(0)} = \hat{\mathbb{R}}_a^{(0)}(\vec{I}_a^{(0)}) \cdot \vec{I}_a^{(0)} - \vec{E}_a^{(0)} = -\vec{E}_a^{(0)}, \tag{25}$$

$$\vec{I}_a^{(0)} = -\mathbb{A}\vec{I}_c^{(0)} = -\mathbb{A}\vec{J}_c^{(0)}, \qquad \vec{U}_c^{(0)} = \mathbb{B}^T \vec{U}_a^{(0)} = -\mathbb{B}^T E_a^{(0)}, \tag{26}$$

$$\vec{U}_a^{*(0)} = \hat{\mathbb{R}}_a(\vec{I}_a^{(0)}) \cdot \vec{I}_a^{(0)} - \vec{E}_a^{(0)}, \qquad \vec{I}_c^{*} = \hat{G}_c(\vec{U}_c^{(0)}) \cdot \vec{U}_c^{(0)} + \vec{J}_c^{(0)}, \tag{27}$$

$$\vec{U}_a^{(1)} = \mathbb{P}^U_{Saa}\, \vec{U}_a^{*(0)} + \mathbb{P}^U_{Sac} \vec{U}_c^{(0)}, \qquad \vec{I}_c^{(1)} = \mathbb{P}^I_{Bcc} \vec{I}_c^{(0)} + \mathbb{P}^I_{Bca} \vec{I}_a^{(0)}, \tag{28}$$

$$\vdots \qquad\qquad \vdots$$

$$\vec{U}_c^{(k)} = \mathbb{B}^T \vec{U}_a^{(k)}, \qquad \vec{I}_a^{(k)} = -\mathbb{A}\vec{I}_c^{(k)}, \tag{29}$$

$$\vec{I}_c^{(k)} = \hat{\mathbb{G}}_c(\vec{U})_c^{(k)} \cdot \vec{U}_c^{(k)} + \vec{J}_c^{(k)}; \qquad \vec{U}_a^{(k)} = \hat{\mathbb{R}}_a(\vec{I}_a^{(k)}) \cdot \vec{I}_a^{(k)} - \vec{E}_a^{(k)} \tag{30}$$

$$\vec{I}_a^{(k)} = -\mathbb{A}\vec{I}_c^{(k)}; \qquad \vec{U}_c^{(k)} = \mathbb{B}^T \vec{U}_a^{(k)} \tag{31}$$

$$\vec{U}_a^{*(k)} = \hat{\mathbb{R}}_a(\vec{I}_a^{(k)}) \cdot \vec{I}_a^{(k)} - \vec{E}_a^{(k)}; \qquad \vec{I}_c^{*(k)} = \hat{\mathbb{G}}_c(\vec{U}_c^{(k)}) \cdot \vec{U}_c^{(k)} + \vec{J}_c^{(k)} \tag{32}$$

$$\vec{U}_a^{(k+1)} = \mathbb{P}^U_{Saa} \vec{U}_a^{*(k)} + P^U_{Sac} \vec{U}_c^{(k)}; \qquad I_c^{(k+1)} = \mathbb{P}^I_{Bcc} \vec{I}_c^{*(k)} + \mathbb{P}^I_{Bca} I_a^{(k)} \tag{33}$$

$$\vdots \qquad\qquad \vdots$$

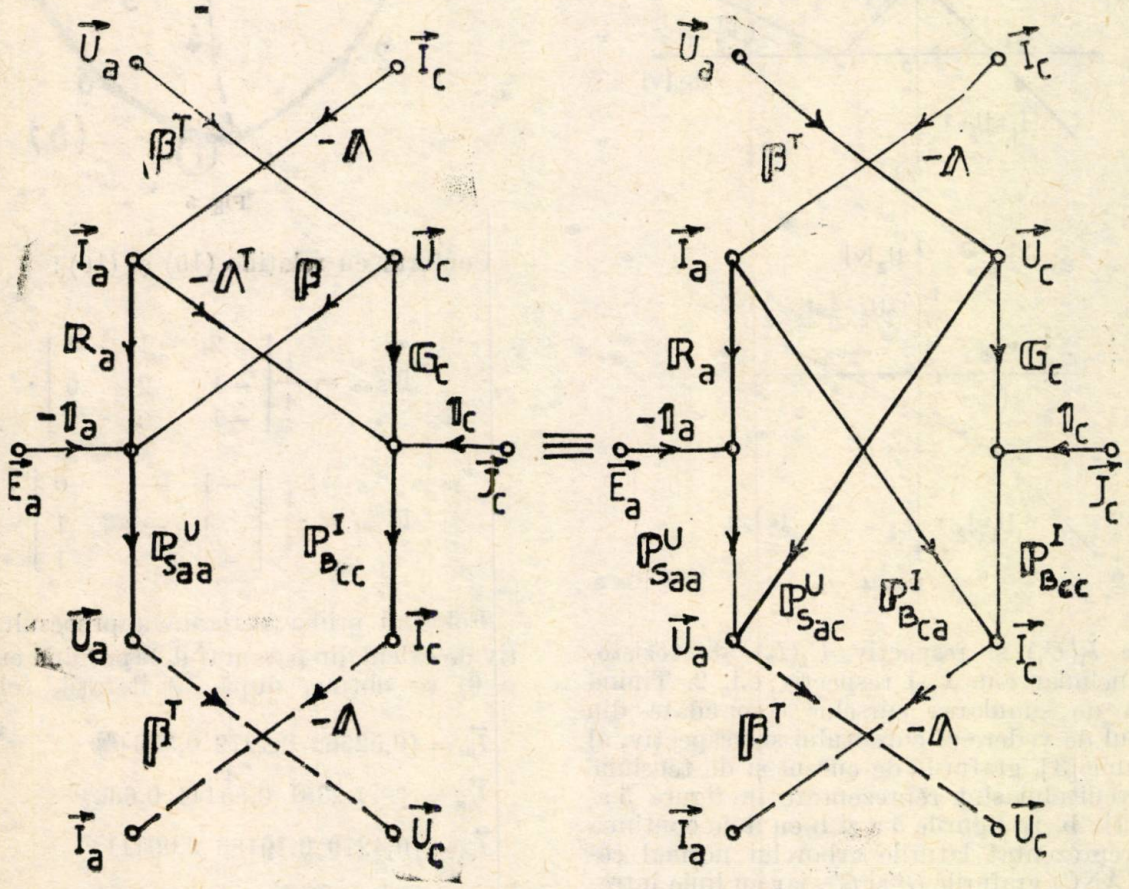


Fig. 3

unde $\vec{E}_a^{(k)}$ ($\vec{J}_a^{(k)}$) reprezintă vectorul diferenței (sumei) dintre vectorul t.e.m (curenților) surselor independente de tensiune (curent) și vectorul ordonatelor la origine ale caracteristicilor $U - I$ ($I - U$) ale rezistoarelor neliniare c.i. (c.u.).

2. Exemplul

Fie circuitul electric rezistiv neliniar reprezentat în figura 4 a. În figurile 4 b și c sînt reprezentate caracteristicile liniarizate pe porțiuni $\hat{I}_1(U_1)$ și respectiv $\hat{U}_2(I_2)$ ale rezistorului neliniar c.u. 1 și respectiv c.i. 2. Ținînd seama de simularea surselor comandate din punctul de vedere al curentului și, respectiv, al tensiunii [3], grafurile de curent și de tensiune ale circuitului sînt reprezentate în figura 5 a, respectiv b. În figurile 5 a și b cu linie continuă s-au reprezentat laturile arborelui normal comun (ANC) grafurile G^I și G^U, iar cu linie întreruptă laturile coarborelui comun asociat ANC.

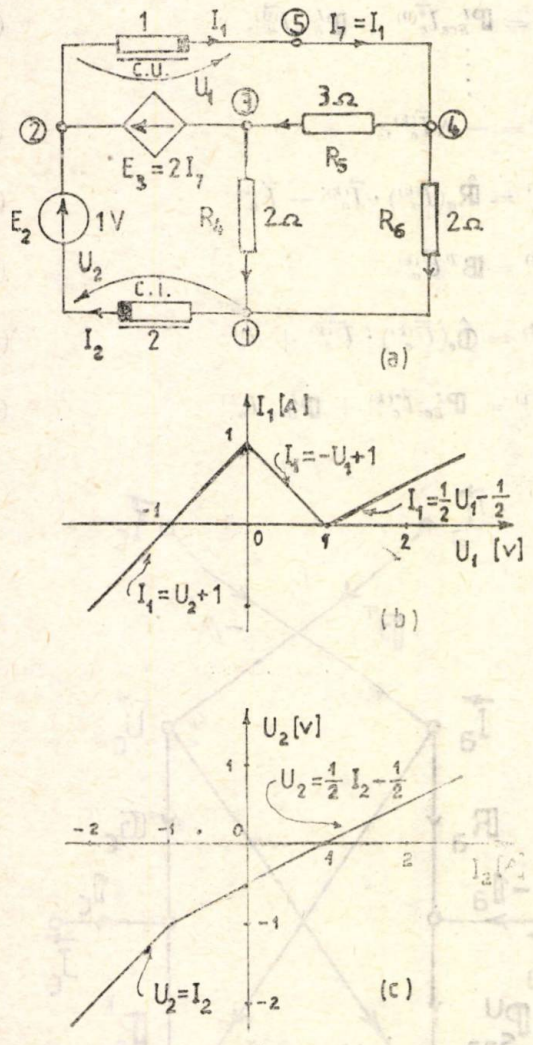


Fig. 4

Matricele incidențelor esențiale (*MIE*) $\mathbb{A}$ și $\mathbb{B}$ corespunzătoare grafurilor G^I și respectiv G^U, au structura:

a \ c	1	4	5
2	-1	-1	1
3	-1	0	0
6	-1	0	1

$\mathbb{A}$ (34),

a \ c	1	4	5
2	-1	-1	1
3	0	-1	1
6	-1	0	1

$\mathbb{B}$ (35)

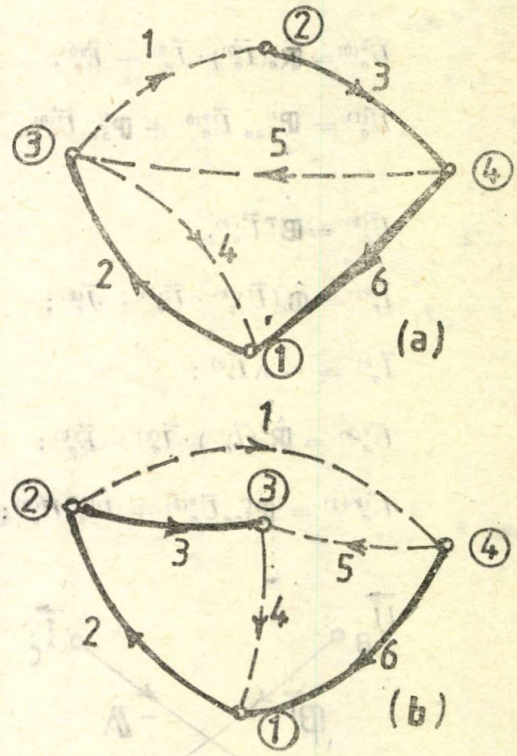


Fig. 5

Conform cu relațiile (15) și (16):

$$\mathbb{P}^U_{Saa} = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & 0 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix}, \qquad (36)$$

$$\mathbb{P}^U_{Sac} = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \qquad (37)$$

Folosind prima variantă a procesului iterativ de calcul din paragraful 2 (pornind cu $\vec{U}_a^{(0)} = 0$) se obține, după 18 iterații, soluția:

$$\vec{I}_a = [0{,}52562 \;\; 0{,}4279 \;\; 0{,}333]^T \qquad (38)$$

$$\vec{U}_a = [-1.2381 \;\; 0{,}85444 \;\; 0{,}666]^T \qquad (39)$$

$$\vec{I}_c = [0{,}4279 \;\; 0{,}19183 \;\; 0{,}09411]^T \qquad (40)$$

$$\vec{U}_c = [0{,}5721 \;\; 0{,}38366 \;\; 0{,}28234]^T. \qquad (41)$$

3. Concluzii

Metoda de analiză a circuitelor electrice rezistive liniare sau neliniare, prezentată în lucrare, utilizează proiectorii pentru formularea teoremelor lui Kirchhoff. Aceasta, conduce la găsirea unui procedeu iterativ deosebit de eficient de calcul al tuturor variabilelor circuitului (tensiuni şi curenţi).

În calculul iterativ al tuturor variabilelor circuitului se poate porni fie de la vectorul tensiunilor-ramuri, fie de la vectorul curenţilor-coarde. În primul caz se folosesc proiectorii subspaţiului secţiunilor din graful de tensiune, iar în cel de al doilea, proiectorii subspaţiului buclelor din graful de curent.

În funcţie de structura circuitului electric analizat, după oricare iteraţie se poate continua fie cu vectorul tensiunilor-ramuri, fie cu vectorul curenţilor-coarde.

Prin utilizarea, pentru fiecare bobină şi fiecare condensator, a modelelor discrete de circuit, asociate unui algoritm implicit de integrare selectat, analiza regimului tranzistoriu al oricărui circuit electric liniar sau neliniar se reduce la analiza unui şir de circuite electrice rezistive liniare sau neliniare, pentru care se poate aplica cu deosebit succes metoda expusă în lucrare.

Metoda de analiză prezentată în lucrare se caracterizează printr-un înalt grad de generalitate, în sensul că ea permite analiza circuitelor electrice neliniare ce conţin elemente neliniare c.u. cît şi c.i., toate cele patru tipuri de surse comandate şi orice element de circuit multipol sau multiport care are o schemă echivalentă cu elemente dipolare şi surse comandate. Astfel de circuite electrice sînt, în general, cele mai complexe circuite electrice întîlnite în practică.

Bibliografie

[1] *Cristea, P. Tăduce, R.* Projection operators in network analysis, In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Énerg., in press.

[2] *Eistmann, K.* A heuristic description of generalized matrix inversion, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-20, no. 5, Sept. 1973, pp. 481—487.

[3] *Iordache, M., Catană, I., Marinescu, N., Mihai, Cl.* A new computer-aided tableau circuit analysis method. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ., nr. 4, in press.

CZ 621.317.7 : 621.3.027

APARATE ELECTRICE
TEHNICA TENSIUNILOR ÎNALTE

Stand de aparate electrice şi tehnica tensiunilor înalte realizat în cadrul Facultăţii de Electrotehnică din Craiova

ALEXANDRU PEICOV, PETRE TUŞALIU, RADU CHELARU* — CRAIOVA

Introducere

În cadrul Facultăţii de Electrotehnică din Craiova, s-a conceput şi realizat un stand de aparate electrice şi tehnica tensiunilor înalte, destinat cercetării, experimentelor şi omologării aparatelor electrice ; pe lîngă aceste destinaţii, standul va fi folosit şi în scop didactic, pentru efectuarea lucrărilor de laborator aferente disciplinei de tehnica tensiunilor înalte, ca şi a lucrărilor de laborator care se referă la curenţi intenşi şi tensiuni înalte, din cadrul disciplinei de aparate electrice.

Prin dotarea sa, standul de aparate electrice al Facultăţii de Electrotehnică din Craiova, permite efectuarea de cercetări experimentale la o gamă largă de aparate electrice (avînd curenţi nominali pînă la 10 000A şi tensiuni nominale pînă la 72 kV), rezolvînd astfel, prin buletinele de încercare în vederea omologării, precum şi prin soluţiile concrete puse la dispoziţia întreprinderilor industriale din zonă, o serie de probleme de stringentă actualitate legate de indicarea performanţelor aparatelor electrice, optimizarea proiectării acestora, sporirea competitivităţii şi diminuarea consumului specific de materiale, concomitent cu cea a preţului de cost.

Pentru amenajarea standului, s-a folosit încăperea destinată prin construcţie pentru laboratorul de TTI, dar care nu era utilizată în acest scop, deoarece transformatorul de încercare tip COV 125/500 ABI nu se afla în stare de funcţionare.

Încăperea în care s-a amenajat standul, are prevăzută prin construcţie o plasă metalică cu ochiuri rombice de 3 cm, legată de pămînt ; de asemenea, geamurile sînt realizate din sticlă cu inserţie de plasă metalică de acelaşi tip, obţinînd cuprinderea întregii încăperi într-o cuşcă Faraday, evitîndu-se propagarea spre exterior a perturbaţiilor radiofonice ce însoţesc descărcările de înaltă tensiune specifice funcţionării unui stand de încercări.

În colaborare cu specialiştii de la PRAM-IRE Craiova, s-a realizat o nouă priză de pămînt cu o rezistenţă de 1,9 ohmi.

În perioada februarie 1983 — septembrie 1984, au fost remediate defecţiunile existente la transformatorul COV 125/500 ABI, la autotransformatorul destinat reglajului tensiunii înalte, introducîndu-se concomitent o serie de perfecţionări la instalaţia de comandă şi automatizare a încercărilor de înaltă tensiune şi realizînd instalaţia de curenţi intenşi, care asigură efectuarea încercărilor de încălzire în regim permanent, cît şi a celor de stabilitate termică şi dinamică, pentru aparatele electrice avînd curenţi nominali pnă la 10 000 amperi.

Soluţiile adoptate şi realizate în prezent pentru schemele de încercare de înaltă tensiune şi curenţi intenşi, asigură o mare siguranţă în lucru la stand conferind concomitent posibilitatea efectuării unor încercări riguroase şi precise la aparatele electrice de medie tensiune.

* Dr. ing. *Peicov Al.*, şi ing. *Tuşaliu, P.* sînt şefi de lucrări, iar ing. *Chelaru, R.* este asistent la Facultatea de Electrotehnică din Craiova.

În cele ce urmează se va descrie construcția și modul de funcționare a celor două instalații principale componente ale standului de aparate electrice și TTI, și anume :

— instalația de curenți intenși ;

— instalația de înaltă tensiune.

1. Instalația de curenți intenși, pentru efectuarea încercărilor de încălzire în regim permanent, și a celor de stabilitate termică respectiv dinamică, asupra aparatelor electrice de joasă, medie și înaltă tensiune

Instalația (fig. 1) se compune dintr-o sursă trifazată de curenți intenși comandată prin intermediul a 3 amplificatoare magnetice (sistemul de măsurare a curenților pe fiecare fază utilizînd efectul Hall) și sistemul de măsurare a încălzirilor din diverse puncte ale aparatului de încercat, format din 2 înregistratoare automate cu cîte 12 și respectiv 6 canale fiecare.

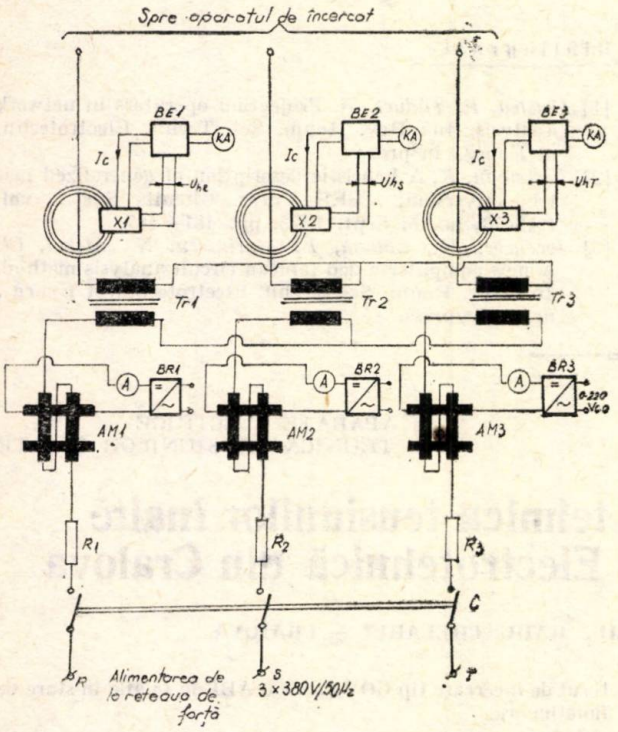


Fig. 1. Schema de principiu a instalației de curenți intenși.

Sursa de curenți intenși constă din 3 transformatoare monofazate realizate pe miez toroidal, fiecare avînd o putere aparentă de 80 kVA. Miezurile toroidale sînt confecționate din tablă silicioasă laminată la rece. Înfășurarea primară se compune din 4 înfășurări egale din conductori de cupru de secțiune dreptunghiulară, legate în paralel, lucru impus de tehnologia de execuție a bobinajului.

Spre a se reduce sensibil pierderile prin efect pelicular în înfășurările secundare ale transformatoarelor de curenți intenși, acestea s-au realizat pe fiecare miez toroidal în parte, din 200 de secții legate în paralel, fiecare secție fiind constituită din două spire obținute folosind conductor multifilar din cupru, cu secțiunea de 14 mm². Astfel, secundarul fiecărui tor are o secțiune de 2 800 mm², permițînd obținerea în regim de lungă durată a unui curent de 10 000 A/50 Hz, iar în regim de scurtă durată, a unor curenți de pînă la 40 kA.

Amplificatoarele magnetice sînt de tip AMD—62 b, fabricate de Întreprinderea Electrotehnica—București. Acestea sînt alimentate la o tensiune $U = 380$ V, avînd o putere aparentă de 28 kVA. Curentul de comandă este asigurat la fiecare amplificator magnetic prin intermediul unei surse reglabile de curent continuu cu domeniul 0—230 V.

Sistemul de măsurare a curenților pe fiecare fază folosește un circuit magnetic constituit dintr-un miez în formă de dublu „C", realizat din bandă de tablă silicioasă, sonda Hall propriu-zisă, un generator de curent constant, un amplificator pentru semnalul furnizat de sondă și sistemul analogic de afișare a valorii măsurate.

Măsurarea încălzirilor din diversele puncte ale aparatului de încercat se face prin folosirea a 2 înregistratoare automate unul cu 6 canale avînd domeniul de măsurare între 0—300°C, destinat înregistrării temperaturilor lent variabile și altul cu 12 canale avînd domeniul de măsurare între 0—600°C, destinat măsurării temperaturilor din regimurile tranzitorii.

Punerea în funcțiune a instalației se realizează prin conectarea la rețeaua de 380 V a ansamblului amplificator magnetic-transformator, în prealabil legînd aparatul de încercat la bornele secundarului transformatorului. Reglarea curentului pînă la valoarea impusă de aparatul supus probelor, se face prin modificarea tensiunii și implicit a curentului din înfășurările de comandă ale amplificatoarelor magnetice de pe fiecare fază.

În viitor se preconizează înlocuirea sistemului de comandă cu amplificatoare magnetice, care au o constantă de timp relativ mare, printr-un sistem cu tiristoare de putere ; în acest fel putîndu-se realiza și probe în regim de scurtă durată, obținîndu-se valori ale curentului pînă la 40 kA. De asemenea, este în curs de realizare un sistem de reglare automată și menținere constantă a curentului prin aparatul supus încercării. Schema se va dota cu o instalație electronică programabilă, pentru obținerea diverselor cicluri și regimuri de încercări prevăzute de normele în vigoare.

În schema de principiu din figura 1 a instalației, s-au utilizat următoarele notații :

R — siguranțe fuzibile MPR — 500 V/300 A — 50 kA ;

AM — amplificatoare magnetice AMD — 62 b, 380V/28 kVA ;

A — ampermetre de 10 A c.c. ;

BR — redresoare de 10 A c.c. pentru alimentarea înfășurărilor de comandă ale amplificatoarelor magnetice ;

T_r — transformatoarele de curenți intenși de pe cele 3 faze ;

X — traductoarele cu sondă Hall, pentru măsurarea curenților intenși din fazele circuitului secundar ;

BE — amplificatorul de c.a. la intrarea căruia se aplică tensiunea U_h culeasă de la traductorul Hall (proporțională cu curentul din secundarul transformatorului de curenți intenși) și la ieșirea cărora este racordat kiloampermetrul analogic KA, pe care se citește direct valoarea curentului din circuitul aparatului de încercat.

2. Instalația de înaltă tensiune

După cum s-a specificat anterior, partea principală a instalației de IT, este reprezentată de către transformatorul de încercare de tipul COV 125/500 ABI (poz. Tr_1/fig. 2), aflat în stare de nefuncționare în anul 1983, cînd s-a început realizarea standului de aparate electrice și TTI.

La acest transformator, care pe lîngă alte defecțiuni prezenta și scurgeri de ulei, i s-au înlocuit garniturile defecte, asigurîndu-se etanșeitatea la unele capace de vizitare, prin acoperirea cu o pastă formată din litargă și propantriol, după care s-a înlocuit uleiul degradat cu ulei proaspăt, avînd rigiditatea dielectrică de 230 kV/cm ; (această ultimă operație s-a efectuat în urma analizei rezultatelor obținute prin încercările efectuate de către specialiștii de la PRAM și IRE—Craiova, încercări cu care ocazie s-a determinat raportul de transformare, tangenta unghiului de pierderi în izolația trafo, nivelul de descărcări parțiale efectuînd, de asemenea și analiza chimică a uleiului—respectiv măsurarea rigidității dielectrice a acestuia. În continuare pe parcursul a 4 luni de zile, transformatorul de încercare COV 125/500 ABI a fost supus, în scopul regenerării izolației interne — la o serie de cicluri compuse din menținerea sa sub tensiune în gol, începînd cu tensiuni mici și durate scurte, urmate de perioade de pauză, și mărind treptat valoarea tensiunii secundare și durata menținerii acesteia.

Remedierea progresivă a izolației interne a transformatorului de încercare pe parcursul ciclurilor, s-a constatat prin scăderea însemnată în timp a nivelului de descărcări parțiale din interiorul cuvei acestuia, nivel care se află în prezent sub limita maximă admisă.

Concomitent cu remedierea defecțiunilor transformatorului de încercare, s-au verificat înfășurările și s-a reparat mecanismul de reglare continuă a tensiunii, după decuvarea autotransformatorului AT (fig. 2). Pe lîngă acestea s-a verificat sistemul de măsură și respectiv cel de protecție al instalației de înaltă tensiune, aducîndu-i-se următoarele îmbunătățiri :

— spre a proteja sferele eclatorului E poz. E (fig. 2), împotriva uzurii electrice produse de arcul electric ce succede străpungerii intervalului între ele, în serie cu E s-a montat o rezistență cu apă distilată R, avînd valoarea de 1,4 MOhm, care limitează curentul maxim ce poate străbate înfășurarea

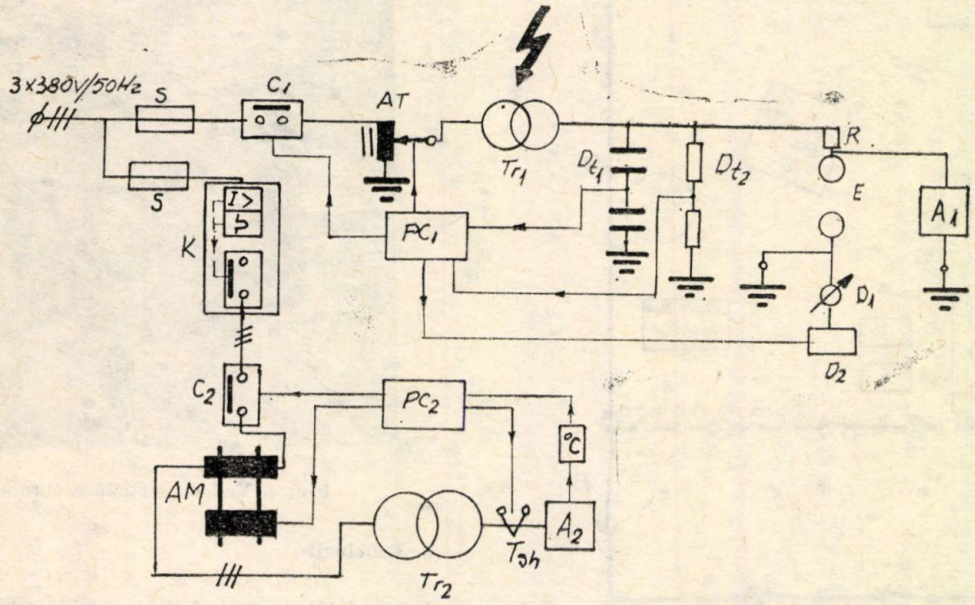


Fig. 2. Schema monofilară a standului de aparate electrice: S — siguranță fuzibilă MPR — 500 V/300 A — 50 kA ; C_1—C_2 — contactoare TCA-200 ; K — întreruptor USOL 500V/250 A ; AT — autotrafo 100 kVA — 380/500 V ; Tr_1 — trafo încercare IT, tip COV 125/500 ABI, 500 000/1 000 V, 0,2/100 A ; D_{t1} și D_{t2} — divizoare de tensiune capacitiv, respectiv rezistiv ; R — rezistență 1,4 Mohm/0,2 A ; E — eclator cu sfere Ø 600 mm ; A_1, A_2 — aparate de încercat ; D_1 — dispozitiv pentru măsurarea distanței între sferele eclatorului E ; D_2 — dispozitiv pentru modificarea prin comandă la distanță a intervalului dintre sfere ; PC_1 și PC_2 — pupitrele de comandă a instalației de înaltă tensiune și respectiv a celei de curenți intenși ; AM — amplificatoare magnetice de tipul AMD-62 b 380 V/28 kVA ; Tr_2 — trafo de curenți intenși, format din trei unități monofazate de 80 kVA fiecare ; T_{sh} — traductor Hall ; °C — înregistrator de temperatură.

secundară la 0,18 A, chiar atunci cînd acesta se află la o tensiune de 250 kV și apare o străpungere între sferele eclatorului E ;

— spre a spori siguranța în funcționare a protecției maximale de curent a stației, s-au montat în secundarul unui transformator de curent cu raportul 100/5 A (a cărui înfășurare primară este parcursă de curentul ce străbate primarul transformatorului de încercare), două relee maximale de curent reglate pentru $I_R = 2$ A și legate în serie, asigurîndu-se pe această cale deconectarea alimentării trafo de încercare, atunci cînd curentul atinge abia 0,4 din valoarea sa nominală și asigurîndu-se astfel o conservare mai bună a calităților dielectrice și mcanice a înfășurărilor (înserierea celor două relee maximale de curent, s-a făcut în scopul excluderii posibilităților de nefuncționare a protecției maximale de curent, la blocarea unuia dintre relee) ;

— prezența înaltei tensiuni în perimetrul standului este semnalizată pe cale optică și acustică, atît în interiorul standului, cît și în exteriorul acestuia, prin becuri cu incandescență ce se aprind la cuplarea înaltei tensiuni, și printr-o hupă al cărui volum sonor poate fi reglat în două trepte ;

— o măsură suplimentară de protecție a muncii, constă în prevederea tuturor ușilor de acces către standul de probă cu microcontacte înseriate cu înfășurarea de excitație a contactorului $C1$.(fig.2) prin care se efectuează alimentarea autotrafo AT. Ca urmare, contactorul va decupla circuitul primar al trafo de încercare și implicit prezența înaltei tensiuni, la deschiderea oricăreia dintre uși ;

— studenții sau alte persoane care doresc să asiste la încercări, pot staționa în afara oricărui pericol, în zona *15* (fig. 3), care este separată de perimetrul în care se efectuează încercările printr-un grad metalic pe care sînt montate două becuri (*9* și *10*) roșii, ce se aprind numai la cuplarea înaltei tensiuni. Ușa *11*, este menținută în poziția închisă, de către un resort, împiedicînd accesul persoanelor în zona periculoasă. Dacă totuși ușa *11* este deschisă, se decuplează atomat înalta tensiune, datorită deschiderii unui microintrerupător înseriat cu înfășurarea de comandă a contactorului $C1$ (fig.2) ;

— protecția împotriva scurtcircuitului din interiorul autotransformatorului AT sau din circuitul aflat în amonte de acesta, este asigurată prin cîte o siguranță MPR — 500/300 A — 50 kA, montată pe fiecare fază a sistemului trifazat de alimentare ;

— principiul de funcționare a stației de înaltă tensiune, rezultă, în afara celor prezentate, și din schema monofilară a standului (fig. 2) ;

— în scopul preciziei încercărilor, măsurarea înaltei tensiuni se efectuează folosind concomitent mai multe metode :

a — divizoarele rezistiv și, respectiv, capacitiv (D_{t2} și D_{t1}, fig. 2) ;

b — multiplicarea cu raportul de transformare a transformatorului de încercare COV 125/500 ABI ($K = 500$) a indicației citite la un voltmetru aflat pe panoul frontal al pupitrului $PC1$ de comandă, voltmetrul culegînd tensiunea de pe înfășurarea primară a trafo de încercare ;

c — folosind un voltmetru electrostatic, racordat între borna de înaltă tensiune a transformatorului de încercare și priza de legare la pămînt ;

d — determinînd, pentru o anumită valoare a tensiunii culese de pe secundarul transformatorului de încercare, valoarea maximă a distanței dintre sferele eclatorului E (fig. 2), la care se produce străpungerea intervalului de aer dintre acestea, și recalculînd această distanță pentru condițiile normale de temperatură, umiditate și presiune [1, 2, 3] și folosind apoi tabelele sau curbele ce dau dependența tensiunii de străpungere în cîmp uniform în aer și condiții normale, față de distanța dintre sferele eclatorului [4, 5] ;

— spre a evita riscul de electrocutare a personalului ce utilizează standul, toate părțile metalice ale utilajelor, care în mod normal nu se află sub tensiune, sînt racordate la

priza de punere la pămînt. În afară de aceasta, descărcarea la pămînt a sarcinilor electrice acumulate în părţile metalice legate la înaltă tensiune în timpul încercărilor, se face imediat după terminarea încercărilor, prin atingerea cu o ştangă izolantă avînd o lungime de 3 m şi al cărei capăt metalic aflat în partea opusă celui ţinut de către operator, este legat la priza de pămînt a standului.

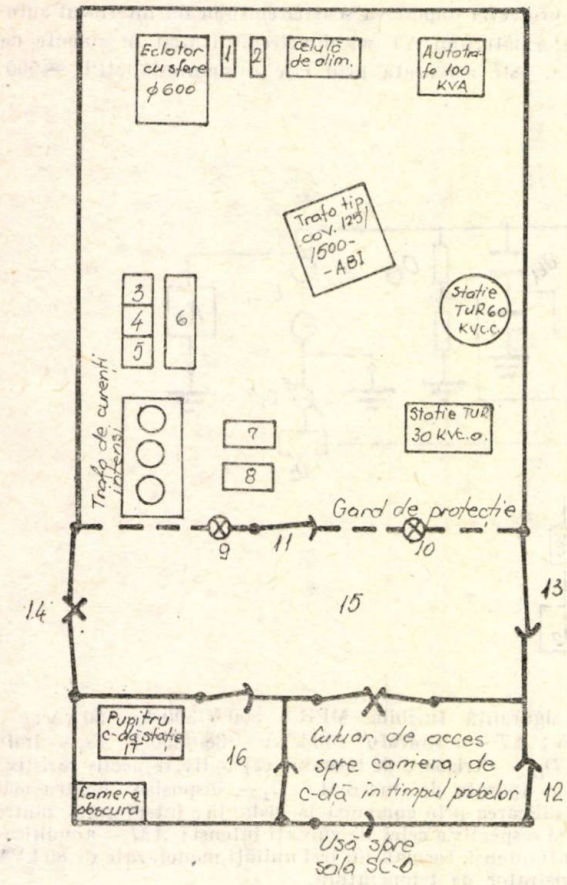


Fig. 3. Modul de dispunere în planul orizontal a utilajelor din standul de aparate electrice al Facultăţii de electrotehnică din Craiova : *1* şi *2* divizoare de tensiune rezistiv şi respectiv capacitiv ; *3*, *4*, *5* — amplificatoare magnetice ; *6* — pupitrul de comandă a instalaţiei de curenţi intenşi ; *7*, *8* — aparate de înregistrare automată a temperaturii ; *9*, *10* — lămpi semnalizare înaltă tensiune ; *11* — uşă acces spre zona de încercare ; *12*, *13* — uşă acces spre holul Facultăţii ; *14* — uşă de acces spre exterior ; *15* — zonă de vizionare a încercărilor ; *16* — camera de comandă a încercărilor.

Pe lîngă staţia de 500 kV, în cadrul standului de aparate electrice şi TTI mai există două staţii de medie tensiune de fabricaţie TUR (fig. 3), prima putînd furniza tensiuni alternative de frecvenţă industrială pînă la 30 kV, iar alte tensiuni continue pînă la 60 kV. Aceste staţii sînt destinate probelor de rigiditate dielectrică la tensiuni relativ mici, pentru care utilizarea staţiei de 500 kV nu este raţională.

Modul în care a fost organizat spaţiul disponibil în cadrul standului este prezentat în figura 3.

În camera de comandă *16*, se află amenajată şi camera obscură destinată developării filmelor şi oscilogramelor efectuate în timpul încercărilor.

Spre a localiza şi stinge un eventual incendiu, în camera de comandă şi în perimetrul *15* se află 3 extinctoare cu CO_2.

Posibilităţile de utilizare ale standului descris, rezultă, în afara celor prezentate anterior, şi din enumerarea în anexele 1 şi 2 a încercărilor ce pot fi realizate cu dotarea existentă în prezent.

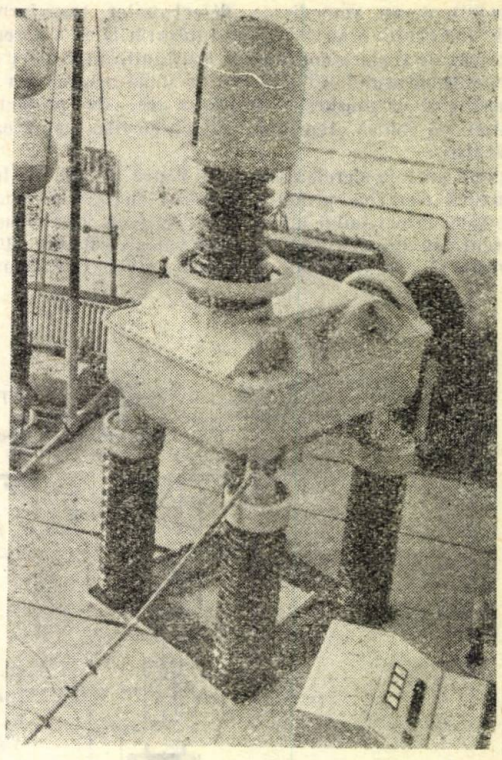


Fig. 4. Vedere parţială a standului.

3. Concluzii

1. Standul de aparate electrice şi tehnica tensiunilor înalte, a fost realizat în cadrul Facultăţii de Electrotehnică din Craiova, cu investiţii minime, ca urmare a conceperii şi proiectării judicioase a standului [8], ca şi prin remedierea unor instalaţii ieşite din uz şi propuse pentru casare (transformatorul de încercare COV 125/500 ABI), în acest sens a fost utilizată şi activitatea studenţilor în cadrul orelor afectate cercurilor ştiinţifice studenţeşti, activităţii de cercetare— proiectare şi practică tehnologică.

2. Realizarea standului, constituie o formă eficientă de integrare a învăţămîntului cu cercetarea şi producţia, permiţînd, concomitent cu completarea pregătirii de specialitate a viitorilor ingineri, rezolvarea integrală a unor probleme de producţie, precum şi dezvoltarea în condiţii optime a activităţii de cercetare a studenţilor şi cadrelor didactice.

3. Rezolvînd pe bază de contracte încheiate cu întreprinderile industriale din zonă, problemele legate de omologarea prototipurilor şi, respectiv, de cercetări privind optimizarea proiectării aparatelor electrice, în scopul ridicării performanţelor acestora, a competitivităţii şi a reducerii consumurilor de materiale, activitatea personalului care lucrează la stand, va aduce o importantă contribuţie la realizarea planului valoric de integrare a Facultăţii de Electrotehnică din Craiova, şi implicit la dotarea cu noi aparate şi utilaje perfecţionate a laboratoarelor didactice.

Anexa 1

Programul încercărilor de tip pentru aparatele de comutaţie şi de protecţie

1. Verificarea construcţiei conform proiectului de execuţie, a instrucţiunilor de exploatare, a standardului, respectiv a normei interne a produsului.
2. Verificarea dimensiunilor de gabarit.
3. Verificarea timpilor proprii de închidere şi deschidere, a vitezei de închidere, respectiv de deschidere, a cursei totale, a cursei în contact, a caracterului amortizării la capetele cursei

de închidere, respectiv a celei de deschidere, a valorii depășirilor superioare și inferioare de la capetele de cursă și a duratei de amortizare de la capetele de cursă.

4. Verificarea rezistenței mecanice prin efectuarea de cicluri complete de închidere-deschidere, la aparatul cuplat cu mecanismul său de acționare.

5. Încercarea de încălzire în regim permanent la curentul nominal.

6. Verificarea rigidității dielectrice la tensiunea de frecvență industrială, timp de 1 minut, între piesele aflate sub tensiune și masă, în poziția deschisă și închisă a aparatului, între piesele sub tensiune ale polilor vecini ai aparatului, corespunzător pozițiilor deschise și respectiv închise ale acestuia, și apoi între contactele deschise ale aceleiași faze.

7. Verificarea rigidității dielectrice cu unda de impuls de tensiune.

8. Determinarea valorii tensiunii de conturnare la încercarea în starea uscată și respectiv sub ploaie artificială, pentru tensiunea de frecvență industrială.

9. Verificarea rigidității dielectrice a circuitelor auxiliare la tensiunea de 2 kV/50 Hz, timp de 1 minut.

10. Măsurarea rezistenței de izolație a aparatului aflat în stare rece și respectiv în stare caldă, după ce s-a atins regimul termic staționar corespunzător curentului nominal.

11. Verificarea la curentul-limită dinamic.

12. Verificarea la curentul-limită termic.

13. Verificarea capacității de conectare.

14. Verificarea capacității de deconectare.

15. Verificarea comportării mecanismului de acționare a aparatului la valorile minime și, respectiv, maxime ale tensiunii sau ale presiunii (în cazul dispozitivelor de acționare pneumatice).

Anexa II

Programul încercărilor de tip pentru instalațiile de distribuție prefabricate de joasă tensiune (celule și posturi de transformare prefabricate și tablouri pentru comanda motoarelor electrice)

În afara încercărilor enumerate în anexa 1 se mai adaugă:

1. Verificarea corectitudinii execuției schemei circuitelor de comutație secundară.

2. Verificarea funcționării schemei circuitelor de comutație secundară, inclusiv la valorile minime și maxime ale tensiunii de alimentare.

3. Verificarea blocajelor mecanice și electrice ale căruciorului debroșabil, inclusiv a rigidității dielectrice la tensiunile de frecvență industrială și de impuls, în poziția extrasă a căruciorului debroșabil.

4. Proba de anduranță mecanică pentru căruciorul debroșabil.

5. Încercarea la arc electric liber în IDC.

Bibliografie

[1] *Peicov, Al.* Curs de aparate electrice și de tehnica tensiunilor înalte. Reprografia Universității din Craiova 1977.

[2] *Peicov, Al.* Aparate electrice, curs pentru secția de electromecanică. Reprografia Universității din Craiova, 1981.

[3] *Tușaliu, P., Peicov, Al., Cividjian, G., Herșcovici, B.* Aparate electrice, lucrări de laborator, vol. I. și II. Reprografia Universității din Craiova, 1981.

[4] * * * STAS 6669—71, Încercări de înaltă tensiune. Prescripții generale. Metode de încercare.

[5] *Sirotinschi, L. T.* Tehnica tensiunilor înalte. Editura Energetică de Stat, vol. I., 1954, Vol. II., 1956.

[6] * * * STAS 3686/1—5/74 și 3686/6—76; Întreruptoare pentru tensiuni alternative peste 1 kV.

[7] * * * STAS 1564/1—2/76. Separatoare de curent alternativ pentru tensiuni peste 1 kV. Reguli și metode de verificare.

[8] *Peicov, Al.* Contract de cercetare — proiectare nr. 1095/83 încheiat cu Universitatea din Craiova.

[9] *Drăgănescu, O.* Stand și metode pentru încercarea mașinilor rotative de curent alternativ. Brevet de invenție nr. 53047/1970, ISIM. RSR.

Profesor doctor docent NICOLAE V. BOȚAN
1915–1985

La 28 iulie 1985 s-a stins din viață profesorul dr. doc. Nicolae V. Boțan, răpus de o boală necruțătoare, care a început să se manifeste numai cu două-trei luni înainte. Împlinise 70 de ani dar, deși pensionat, era la fel de activ ca și în tot timpul vieții sale. Se afla zilnic în mijlocul colectivului catedrei Utilizări Electrice și Automatizări din cadrul Facultății de Electrotehnică a Institutului Politehnic „Gheorghe Asachi" din Iași, pe care o condusese timp de peste 25 de ani.

Profesorul Nicolae V. Boțan s-a născut la 9 mai 1915 în comuna Tătărăști, județul Lăpușna. A urmat cursurile Școlii primare în comuna Lozova și apoi ale Liceului B. P. Hașdeu din Chișinău. Și-a susținut examenul de bacalaureat în 1933. După un an, frecventează la Iași cursurile Facultății de Matematici și ale Facultății de Electrotehnică, avînd ca profesori pe Ștefan Procopiu, Grigore Moisil, Cezar Antoni Parteni, Alexandru Cișman, Mircea Volanschi și alții.

Încă student fiind, în 1939 funcționează ca tehnician la Societatea Comunală de Electricitate din Iași unde, din 1940, rămîne în continuare ca inginer cu probleme de exploatare a rețelelor urbane și, apoi, ca șef al secției tramvaie.

În aceeași perioadă se căsătorește cu Antonina Marinescu care, pe tot parcursul vieții, a constituit un sprijin permanent pentru întreaga sa activitate, un model de soție și mamă devotată.

La 1 octombrie 1942 este încadrat, prin concurs, ca asistent la disciplina mașini electrice, titular prof. dr. ing. Cezar Antoni Parteni, din cadrul Facultății de Electrotehnică a Institutului Politehnic din Iași și parcurge apoi toate treptele didactice. La 1 octombrie 1948 este numit profesor provizoriu la disciplina „Transportul și distribuția energiei electrice", încredințîndu-i-se și conducerea catedrei respective. Din 1952 predă disciplina „Acționări electrice" și conduce, pînă la pensionarea sa, în anul 1980, catedra de Utilizări Electrice și Automatizări.

Activitatea științifică a profesorului Nicolae V. Boțan a fost strîns legată de cea didactică, fapt ce i-a permis să abordeze la cel mai înalt nivel cele două laturi ale activității sale. Lucrările de cercetare din prima perioadă a activității sale didactice s-au axat pe probleme de construcția și funcționarea mașinilor electrice, calculul și exploatarea rețelelor electrice cu cabluri, stabilitatea sistemelor electrice, pentru ca ulterior să ajungă la elaborarea a numeroase lucrări științifice în domeniul acționărilor electrice. În anul 1949 și-a susținut, sub conducerea prof. dr. ing. Cezar Antoni Parteni, teza de doctorat intitulată „Contribuții la studiul încălzirii cablurilor electrice subterane". În anul 1969 i se acordă titlul de doctor docent în științe.

Datorită rezultatelor teoretice și practice deosebite, obținute în domeniul acționărilor electrice, din anul 1964 i s-a încredințat conducerea de doctorate în această specialitate; a îndrumat un mare număr de doctoranzi din învățămînt, cercetare și producție, dintre care 32 au devenit doctori ingineri, iar alții se aflau cu lucrările într-o fază avansată de elaborare.

În întreaga sa activitate didactică și științifică profesorul Nicolae V. Boțan a manifestat o mare putere de sinteză și sistematizare. Cursurile predate în fața studenților se caracterizau prin claritate și atractivitate, calități care sînt evidente și în cele 25 tratate de specialitate, manuale și îndrumare, editate fie sub coordonarea sa, fie avîndu-l unic autor. Unele dintre cursuri, cum ar fi „Centrale, rețele și utilizarea energiei electrice", „Transportul și distribuția energiei electrice", „Curs de acționări electrice", au fost primele manuale publicate în țară în domeniile respective și au contribuit la formarea multor generații de ingineri.

Așa cum s-a arătat, din anul 1952 și pînă în ultimele zile ale vieții sale, profesorul Nicolae V. Boțan și-a dedicat acționărilor electrice cea mai mare parte a preocupărilor sale didactice și de cercetare, creînd în acest domeniu o adevărată școală. Din inițiativa și sub conducerea sa nemijlocită a fost conceput și realizat de Facultatea de Electrotehnică din Iași primul laborator din țară în domeniul acționărilor electrice, destinat activității didactice și de cercetare; ulterior, din acesta s-au format și laboratoarele disciplinelor înrudite și anume, cel de utilaje electromecanice și cel de mutatoare.

Între anii 1955 și 1985, profesorul Nicolae V. Boțan a publicat 10 cursuri și tratate monografice pentru studenții și inginerii din domeniul acționărilor electrice. Dintre acestea menționăm :

— Curs de acționări electromecanice și automatizări (E.D.P., 1962).

— Lucrări privind acționarea electrică a podurilor rulante, macaralelor, a mecanismelor cu volant (Editura Tehnică, 1958, 1967 și 1968).

— Seria de tratate publicate la Editura Tehnică în perioada 1970 — 1976 privind : Bazele calculului, Reglarea vitezei și Comanda acționărilor electrice.

— Regimuri economice ale sistemelor de acționare electrică, ultima carte apărută în 1985 la cîteva luni după deces.

Prin pregătirea și autoritatea sa științifică, profesorul N. V. Boțan s-a impus ca un animator al grupelor de specialiști și cadre didactice din domeniul acționărilor electrice din diferite centre ale țării. A organizat la Iași, în 1972, prima Conferință națională de acționări electrice; a participat activ, în calitate de președinte de onoare, la trei conferințe desfășurate la : Cluj-Napoca, Brașov și Craiova. S-a preocupat cu același entuziasm și competență de organizarea la Iași a celei de a 5-a Conferințe Naționale de Acționări Electrice, ce urmează să se țină în anul 1986.

În abordarea problemelor de acționare electrică a considerat ca fiind esențială interdependența strînsă dintre elementele componente ale sistemului de acționare; insista întotdeauna în discuțiile cu studenții și colaboratorii săi asupra necesității evidențierii interinfluenței parametrilor funcționali, a alegerii tuturor elementelor sistemului în strînsă dependență cu condițiile concrete de funcționare a mașinii de lucru.

În lucrările sale de cercetare, peste 100 la număr, s-a preocupat de bazele teoretice ale sistemelor de acționare electrică,

modificarea vitezei acestora, utilizarea maselor de volant, regimurile economice de funcţionare. A acordat o atenţie deosebită calculului algebric al schemelor de comandă pentru sistemele de acţionare electrică. Pornind de la cercetările şcolii româneşti de calcul algebric al mecanismelor automate, condusă de Gr. C. Moisil, profesorul Nicolae V. Boţan a aplicat aceste rezultate în analiza funcţionării şi în proiectarea pe bază de calcul a circuitelor din schemele de comandă ale acţionărilor electrice şi a introdus, pentru prima dată în ţară, în cursul predat studenţilor, un capitol important referitor la utilizarea algebrei logicii pentru scopul propus. Profund devotat şcolii, a participat în Consiliul profesoral al facultăţii, în Senat şi în comisii ale Ministerului Educaţiei şi Învăţământului, la continua perfecţionare a învăţământului electrotehnic, la elaborarea planurilor de învăţământ, la analizarea disciplinelor şi secţiilor de specialitate, la atestarea unor cadre didactice. A făcut parte dintr-un mare număr de comisii pentru acordarea titlului de doctor şi doctor docent.

A păstrat o permanentă legătură cu foştii săi studenţi şi doctoranzi, colaborînd cu aceştia la aplicarea cercetărilor sale în lucrările unor institute de proiectări şi cercetări sau în producţie. A sprijinit cu multă dăruire activitatea de integrare a învăţământului cu cercetarea şi producţia, formarea la noii ingineri a unor deprinderi practice utile, care să completeze armonios cunoştinţele teoretice dobîndite în facultate. Era respectat şi simpatizat de toţi cei care l-au cunoscut, era solicitat pentru competenţa sa profesională la expertize tehnice, asistenţă tehnică, pentru conferinţe de specialitate. A făcut parte din comisii ale Ministerului Energiei Electrice, constituite pentru analize şi propuneri de măsuri privind mai buna funcţionare a Sistemului energetic naţional.

A condus cu deosebită competenţă Catedra de Utilizări Electrice şi Automatizări a Facultăţii de Electrotehnică din Iaşi, organizînd importante cercetări interdisciplinare, colaborări cu instituţii şi întreprinderi economice, dezvoltarea continuă a bazei materiale şi de cadre a acesteia.

În paralel cu activitatea profesională deosebit de bogată profesorul Nicolae V. Boţan a reuşit să fie prezent la principalele evenimente culturale, social-politice şi sportive ale Iaşului. A participat activ şi cu aceeaşi dăruire în cadrul unor organizaţii obşteşti şi de masă, la răspîndirea ştiinţei şi culturii, la angajarea plenară a inginerilor şi tehnicienilor în procesul de edificare a noii societăţi. A îndeplinit funcţii de răspundere în cadrul Asociaţiei Inginerilor şi Tehnicienilor, a Societăţii pentru Răspîndirea Ştiinţei şi Culturii, încă de la înfiinţarea acestora. A organizat numeroase expoziţii în cadrul Casei Universitarilor din Iaşi, pe care a condus-o mai mulţi ani în calitate de preşedinte. A fost un pasionat susţinător al clubului sportiv Politehnica, în special al secţiei de fotbal, fiind şi preşedinte al acesteia.

Pentru meritele sale deosebite profesorul Nicolae V. Boţan a fost distins cu ordine şi medalii ale Republicii Socialiste România.

Dispariţia profesorului doctor docent Nicolae V. Boţan ne-a îndurerat profund. Opera sa, exemplul său luminos de muncă şi dăruire, vor rămîne mereu vii în memoria tuturor celor care l-au cunoscut, stimat şi iubit.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (I.C.P.E.) Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale.

Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul:
Întreprinderea Poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str, Brezoianu nr. 23—25, cd. 2181

1986 NOV 2

E 2040/1

Energia

1985 NOV 11

REFERALVA

1987 IAN 26

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 34 • NR. 5 • IULIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 5 iulie 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 628.93.001.24:628.977.1/2.001.24

ILUMINAT INTERIOR
FACTOR DE UTILIZARE
RAPORT DIRECT

Dinculescu, P.: **Utilizarea mărimilor geometrice adimensionale pentru determinarea unor indicatori cantitativi în instalaţiile de iluminat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 189

Se evidenţiază utilitatea folosirii mărimilor geometrice adimensionale într-o instalaţie de iluminat pentru efectuarea unor calcule fotometrice fără cunoaşterea dimensiunilor concrete ale instalaţiei. Mărimile adimensionale permit precalcularea şi tabelarea unor caracteristici fotometrice (în particular, factorul de utilizare şi raportul direct), utile în activitatea de proiectare. Se analizează influenţa numărului şi a amplasării corpurilor de iluminat asupra valorilor factorului de utilizare şi raportului direct, arătîndu-se că acestea diferă puţin faţă de valorile calculate pentru o amplasare de referinţă.

CZ 621.314.25:621.316.7

CONVERTOR STATIC DE FRECVENŢĂ
REGLARE

Chindriş, M. ş. a.: **Analiza unor scheme convenţionale de reglare pentru un convertor static de medie frecvenţă cu compensare paralel a sarcinii. Partea a II-a.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 197

Se prezintă scheme convenţionale de reglare a convertorului static de medie frecvenţă, pentru care se studiază funcţiile de transfer, răspunsurile indiciale, trasarea şi interpretarea pe calculator a răspunsurilor.

CZ 621.3.016.45:621.317.7

ENERGIE ELECTRICĂ REACTIVĂ
CONTOARE DE INDUCŢIE
TENSIUNI NESIMETRICE

Cepişcă, C., Nicolescu-Nichituc, D.: **Determinarea erorii suplimentare produsă de nesimetria tensiunilor sistemului trifazat la măsurarea energiei electrice reactive.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 200

Se prezintă o metodă de calcul al erorii suplimentare ce apare la măsurarea energiei electrice reactive în reţele trifazate cu tensiuni nesimetrice. Aparatul realizat conform acestei metode este un instrument util în staţiile de etalonare de precizie pentru contoare trifazate, ca şi în măsurătorile din sistemul energetic.

CZ 621.369:536.5

METODA ELEMENTULUI FINIT
CONTROL OPTIMAL AL TEMPERATURII

Cârstea, I. T.: **Controlul optimal prin convecţie al temperaturii unei bare, utilizînd metoda elementului finit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 203

Se prezintă problema controlului optimal prin convecţie al temperaturii unei bare unidimensionale. Se utilizează metoda elementului finit pentru discretizarea spaţială şi tehnica proiecţiei gradientului pentru aflarea comenzii optime.

CZ 621.313.2:621.316.8

ACŢIONĂRI ELECTRICE
CALCUL REOSTAT
ALGORITM

Manolea, Gh. ş. a.: **Algoritm pentru calculul reostatului de pornire a acţionării cu motor de curent continuu cu excitaţie serie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 207

Determinarea grafică a treptelor de pornire a acţionării cu m.c.c. serie se face prin mai multe tatonări, rezultatele fiind însoţite de erori specifice metodelor grafice. Pornind de la aceste inconveniente, în lucrare se popune un algoritm pentru calculul analitic al reostatului de pornire a acţionării cu m.c.c. serie.

CZ 537.212:537.226

CÎMPURI ELECTRICE INTENSE
DIELECTRICI SOLIZI

Nofingher, P.: **Model mecanic de străpungere a dielectricilor solizi în cîmpuri electrice intense.**

E. E. A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 214

Se prezintă un model mecanic de dezvoltarea a unor reţele de canale neconductoare (arborescenţe) în dielectrici solizi, în cazul electrozilor ac-plan. Pentru construirea modelului se ţine seama atît de repartiţia neuniformă a cîmpului electric şi termic, cît şi de generarea unor submicrofisuri în polimeri ca urmare a scindării în lanţ a moleculelor acestora sub acţiunea prelungită a solicitărilor mecanice.

CZ 621.316.5

ÎNTRERUPTOR DE CURENT CONTINUU

Simulescu, D., Truşcă, V., Vlase, I. O.: **Optimizarea constructivă a contactelor unui întreruptor ultrarapid de curent continuu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, iulie 1986, p. 220

Lucrarea prezintă rezultate experimentale şi de calcul privind optimizarea constructivă a contactelor unui întreruptor ultrarapid de curent continuu.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.
Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 628.93.001.24: 628.977.1/2.001.24

ВНУТРЕНЕЕ ОСВЕЩЕНИЕ
КОЭФФИЦИЕНТ ИСПОЛЬЗОВАИЯ
ПРЯМОЕ ОТНОШЕНИЕ

Динкулеску, П.: **Использование безразмерных геометрических величин в определении количественных показателей осветительных установок.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 189

Проявляется целесообразность использования безразмерных геометрических величин в осветительной установке для проведения фотометрических расчетов с незнакомыми конкретными размерами установки. Безразмерные величины разрешают предварительный расчет и проявление в таблице фотометрических характеристик/в данном случае — коэффициента использования и прямого отношения/необходимых при проектной деятельности. Анализируется влияние количества и размещения светильников ны значения коэффициента использования и прямого отношения, причем они незначительно отличаются от значений, расчитанных в случае определяемого размещения.

ДК 621.314.25: 621.316.7

СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
РЕГУЛИРОВКА

Киндриш, М. и др.: **Анализ некоторых условных знаков регулирования для статического преобразователя средней частоты с параллельной компенсацией нагрузки. Часть II-ая.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 197

Представлены условные схемы рягулирования статического преобразователя средней частоты, для которого изучаются переходные зависимости, показательные ответы, разметка и толкование ответов на вычислительном приборе.

ДК 621.3.016.45 : 621.317.7

РЕАКТИВНАЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЯ
ИНДУКТИВНЫЕ СЧЕТЧИКИ
НЕСИММЕТРИЧЕСКИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Чепишкэ, К., Николеску-Никитук, Д.: **Определение дополнительой прогрешности, выпускаемой несимметрией напряжений трехфазной системы при измерении реактивной электроэнергии.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 200

Изложен способ вычисления дополнительной погрешности, возникающей при измерении реактивной электроэнергии в трехфазных сетях с несимметрических напряжений. Прибор, выпускаемый согласно данному способу представляет собой инструмент, полезный в станциях тонкой оценки трехфазных счетчйков, а также в измерениях энергетической системы.

ДК 621.369.536.5

МЕТОД КОНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА
ОПТИМАЛЬНЫЙ КОНТРОЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ

Кырстя, И. Т.: **Оптимальный контроль конвекцией температуры бруска через метод конечного элемента.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 203

Исложен вопрос оптимального контроля конвекцией температуры одноразмерного бруска. Употреблен метод конечного элемента для пространственной дискретности; употребляется также техника проекции градиента для узнавания оптимального заказа.

ДК 621.313.2.: 621.316.8

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
РАСЧЁТ РЕОСТАТА
АЛГОРИТМ

Маноля, Г. и др.: **Алгоритм для расчёта спускового реостата привода двигателя постоянного тока серийным возбужденнем.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 207

Графическое определение спусковых ступеней привода серийным двигателем постоянного тока проводят некоторыми испытаниями, причем результаты сопровождены специфическими погрешностями графических методов. Исходя от этих недостатков, в работе предложен алгоритм для аналитического расчёта спускогого реостата привода серийным двигателем постоянного тока.

ДК 537.212: 537.226

ИНТЕНСИВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛЯ
ТВЕРДЫЕ ДИЭЛЕКТРИКИ

Ноцингер, П.: **Механический образец пробоя твердых диэлектриков в интенсивных электрических полях.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 214

Изложен механический образец развития сетей непроводящих/древовидных/ каналов в твердых диэлектриках в случае игло-плоскостных электродов. Для изготовления образца учитывают как неравномерное распределение электрического и термического полей, так и генерирование подмикротрещин в полимерах вследствие цепного расщепления их молекул под длительным воздействием механических нагрузок.

ДК 621.316.5

ВИКЛЮЧАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Симулеску, Д., Трушкэ, В., Власе, И. О: **Конструктивная оптимизация контактов быстродействующего выключателя постоянного тока.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34**, № 5, июль 1986 г., стр. 220

Работа представляет опытные и расчетные результаты конструктивной оптимизации контактов быстродействующего выключателя постоянного тока.

INHALT

DK 628.93.001.24:628.977.1/2.001.24

INNENBELEUCHTUNG
BELEUCHTUNGSWIRKUNGSGRAD
DIREKTES VERHALTNIS

Dinculescu, P. : **An endung geometrischer dimensionsloser Grössen zur Bestimmung quantitativer Anzoiger an Beleuchtungsanlgen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 5, Juli 1986, S. 189

Es wird die Nützlichkeit der Verwendung geometrischer dimensionsloser Grössen in einer Beleuchtungsanlage zwecks Durchführung photometrischer Rechnungen ohne konkrete Abmessungen der Anlage zu kennen, hervorgehoben.

Die dimensionslosen Grössen gestatten die Vorberechnung und Tabellanlage einiger photometrischen Kennzeichen (im Einzelm, Beleuchtungswirkuugsgrad und direktes Verhältnis) erforderlich in der Entwurfstätigkeit.

Gleichzeitig wird der Einfluss der Jeuchtenanzahl und deren Aufstellung auf die Beleuchtugswirkungsgradwerte und direktes Verhältnis untersucht und dass diese sind ein wenig verschiden von den für eine Referenzaufstellung berechneten Werte.

DK 621.314.25 : 621.316.7

STATISCHER FREQUENZUMWANDLER
EINSTELLUNG

Chindriş, M. ş. a. : **Analyse konventioneller Regelungsschema für einen statischen Mittelfrequenzumwandler mit parallelem Lastausgleich. II Teil.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 5, Juli 1986, S. 197

Es werden konventionelle Schemas zur Regelung des statischen Mittelfrequenzumwandlers dargestelt und dafür werden die Übertragungsfunktionen, Indexantwort, Markierung und Deutung der Antworten am Rechner, studiert.

DK 621.3.016.45 : 621.317.7

BLINDARBEIT
INDUKTIONSZAHLER
NICHTSYMMETRISCHE SPANNUNGEN

Cepişcă, C., Nicolescu-Nichituc, D. : **Bestimmung des zusätzlinchen Fehlers hervorgerufen durch die Nichtsymmetrie der Spannungen des Dreiphasensystems beim Messen der Blindarbeit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, Juli 1986, S. 200

Es wird ene Rechenmethode des zusätzlichen Feldes der beim Messen der Blindarbeit in Dreiphasennetze mit nichsymmetrischen Spannungen, erscheint, dargestellt. Hergestellt entsprechend dieser Methode ist das Gerät ein nützliches Instrument zu den Feineichungsstationen für Dreiphasenzähler, sowie für Messungen im Energiesystem.

DK 621.369 :536.5

METHODE DES ENDELEMENTS
OPTIMALE TEMPERATURKONTROLLE

Cârstea, I. T. : **Optimale Temperaturkontrolle durch Konvektion an einer Stange durch das Verfahren des Endelementes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 5, Juli 1986, S. 203

Im Vordergrund steht das Problem der optimalen Temperaturkontrolle durch Konvektion an einer eindimensionaler Stange. Dafür wird die Methode des Endelementes zum Raumeinteilen und Gradiententwurfstechnik zur Ermittlung des optimalen Befehls, angewendet.

DK 621.313.2 : 621.316.8

ELECKTROANTRIEBE
RHEOSTATAUSLEGEN
ALGORITHMUS

Manolea, Gh. u. a. : **Alfgorithmus zum Berechnen des Anlassrheostates für Gleichstrommotorantrieb mit Erregung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 5, Juli 1986, S. 207

Die graphische Bestimmung der Anlassstufen des Gleichstrommotorantriebs geschieht durch meghrere Überprüfungen und zu den Ergebnissen gibt es Fehler, spezifisch den graphischen Methoden.

Ausgehend von diesen Ubequemlichkeiten, wird ein Algorithmus analytischer Rechnung des Anlassrheostates für Gleichstrommotorantreib, vorgeschlagen.

DK 537.212 : 537.226

STARKE ELEKTRISCHE FELDER
FESTDIELEKTRIKER

Nojingher, P. : **Mechanisches Modell, festdielektrisches Durchbruches in starken elektrischen Feldern.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 5, Juli 1986, S. 214

Es wird ein mechanisches Modell zur Entwicklung einiger nichtleitenden Kanälennetze (Zweigungen) an Festdielektriker, im Fall der Entladung zwischen e inem spitzen und einem ebenen Elektroden, dargestellt, Beim Aufbau des Modells muss man sowohl die unregelmässige Verteilung des elektrischen und thermischen Feldes, als auch die Erzeugung mancher Untermikrospalte an Polymer, infolge der Kettenzerleilung der Moleküls unter verlängerter Wirkung mechanischer Beanspruchng, berücksichtigen.

DK 621.316.5

GLEICHSTROMSCHALTER

Simulescu, D., Truşcă, V, Vlase, I.O. : **Konstruktive Optimierung der Kontakte eines ultraschnerllen Gleichstromschalters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 5, Juli 1986, S. 220

Die vorliegende Arbeit stellt experimentele und Rechnungsergebnisse bezüglich konstruktiver Optimierung der Kontakte eines ultraschnellen Gleichstromschalters, dar.

CONTENTS

DC 628.93.001.24 : 628.977.1/2.001.24

INTERIOR LIGHTING
UTILIZATION FACTOR
DIRECT RATIO

Dinculescu, P. : **Adimensional geometrical magnitude utilization for some quantitative indicator determination in illuminating installations.**

E.E.A.—**Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 189

It is pointed out the utility of adimensional geometrical magnitude utilization, in a lighting installation, with the view to make some photometric computations, without knowing the instalation actual dimensions. The adimensional magnitudes allow for the pre-computation and listing of some photometric characteristics (particularly the utilization factor and direct ratio), useful for the desing activi-

ty. The illuminator number and placement influence on the utilization factor and direct ratio are analyzed, pointing out that, the last ones, differ slightly as compared with the reference placement computed values.

DC 621.314.25 : 621.316.7

FREQUENCY STATIC CONVERTOR
REGULATION

Chindriş, M. ş. a.: **Analysis of some conventional regulating circuits for a medium frequency static convertor with load parallel compensation. Part II.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 197

Conventional circuits for the medium frequency static convertor regulation are presented and its transfer functions, index responses and computer plotting and interpretation of answers are studied.

DC 621.3.016.45 : 621.317.7

REACTIVE ELECTRICAL ENERGY
INDUCTION METERS
ASYMETRICAL VOLTAGES

Cepişcă, C., Nicolescu-Nichituc, D.: **Supplementary error determination, produced by the three phase system voltage asymmetry at reactive electrical energy measuring.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 200

A method of supplementary error computation, that appears when measuring the reactive electrical energy in the asymetrical voltage three-phase system, is presented. The apparatus designed in conformity with this method is an useful instrument in the three-phase meter high precision calibration stations as well as in the energy systems.

DC 621.369 : 536.5.

FINITE ELEMENT METHOD
OPTIMAL TEMPERATURES CONTROL

Cârstea, T. T. : **Convection – optimal control of a bar temperature by using the finite element method.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 203

The problem of the optimal control by convection of a unidimensional bar temperature is presented. The finite element method and the gradient projection technique for the discrete state space and respectively the optimal control finding are used.

DC 621.313.2 : 621.316.8

ELECTRIC DRIVES
RHEOSTAT COMPUTING
ALGORITM

Manolea, Gh. ş. a.: **Algorithm for the computation of D. C. and series excitation motor drive starting rheostat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 207

The graphical determination of the d. c. and series excitation motor drive starting steps is done by many trials, the results leading to errors specifical to the graphical methods. Starting from these drawbacks, in the paper a new algorithm for the analytical computation of the d. c. series excitation motor drive starting rheostat, is proposed.

DC 537.212 : 537.226

HIGH ELECTRIC FIELDS
SOLID DIELECTRICS

Nofingher, P : **Mechanical model for the solid dielectric breakdown in high electric fields.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 214

A mechanical model for the development of some nonconducting channel (branching) network in solid dielectrics, in case of discharges between the pointed electrodes and the plane is presented. or the developed model it was taken into consideration both the electric and thermal field nonuniform distribution and the generation of some submicrofisures in polymers, following the chain breaking of their molecules under prolonged mechanical stress.

DC 621.316.5

DIRECT CURRENT SWITCH

Simulescu, D., Trușcă, V., Vlase, I. O. : **Constructive optimization of the D. C. ultra high-speed switch contacts.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, July 1986, p. 220

In the paper, the experimental and computational results regarding the constructive optimization of the d. c. ultrahighspeed switch contacts, are presented.

SOMMAIRE

CD 628.93.001.24 : 628.977.1/2.001.42

ECLAIRAGE INTTÉRIEUR
FACTEUR D'UTILISATION
RAPPORT DIRECT

Dinculescu, P. : **Utilisation des grandeurs géométriques adimensionnelles pour déterminer les caratéristiques quantitatifs des installation d'éclairage.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 189

On y met en évidence l'utilité de l'emploi des grandeurs géométriques adimensionnelles à une installation d'éclairage afin d'effecteur des calculs photométriques sans connaitre les dimensions concretes de l'installation. Les grandeurs adimesionnelles sont utilisées pour dresser des tableaux de calculs concernant les caracteristiques photométriques (particullierement, le facteur d'utilisation et le rapport direct). On y analyse l'influence du nombre et de implantation des luminaires sur les valeurs du facteur d'utilisation et le rapport direct tout en démontrant que celles-ci diffèrent un peu par rapport aux valeurs calculées pour l'installation de référence.

CD 621.314.25 : 621.316.7

CONVERTISSEUR STATIQUE DE FREQUENCE
RÉGLAGE

Chindris, M. et au. : **Analyse des schémas conventionnels de réglage pour un convertisseur statique de moyenne fréquence à compensation en parallele de la charge. II-ème Partie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 197

On y présente des schémas conventionnels de réglage du convertisseur statique de moyenne fréquence pour lequel on étudie les fonctions de transfert, les réponses indicielles, le traçage et l'interprétation à l'aide de l'ordinateur des réponses.

CD 621.3.016.45 : 621.317.7

ENERGIE ÉLECTRIQUE RÉACTIVE
COMPTEURS D'INDUCTION
TENSIONS NON-SYMÉTRIQUES

Cepişcă, C., Nicolescu-Nichituc, D.: **Détermination de l'erreur supplémentaire due à la non-symétrie des tensions du système triphasé lors de la mesure de l'énergie électrique réactive.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 200

On y présente une une méthode de calcul de l'erreur supplémentaire lors de la mesure de l'énergie électrique réactive des réseaux triphasés à tensions non-symétrique. L'appareil réalisé selon cette méthode est un instrument utile dans les stations d'étalonnage de précision pour les compteurs triphasés ainsi que dans les mesures du système énergétique.

CD 621.369.536.5.

METHODE DE L'ÉLEMENT FINI
CONTROLE OPTIMUM DE LA TEMPERATURE

Cârstea, J. T.: **Contrôle optimum par convection de la température d'une barre utilisant la méthode de l'élement fini.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 203

On y présente le problème du contrôle optimum par convention de la température d'une barre unidimensionnelle. On y utilise la méthode de l'élément fini pour la discrétisation spatiale et la technique de la conception du gradient afin de mettre en oeuvre la comande optimale.

CD 621.313.2 : 621.316.8

ENTRAÎNEMENTS ÉLECTRIQUES
CALCUL RHÉOSTAT
ALGORITHME

Manolea, Gh. et au.: **Algorithme pour le calcul du rhéostat de démarrage de l'entraînement par moteur de courant continu à excitation en série.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 207

La détermination graphique des échelons de démarrage de l'entraînement par moteur de c.c. est réalisée par plusieurs de tatonnements, les résultats contenant des erreurs spécifiques aux méthodes graphiques. A partir de ces incovenients, dans ce travail on propose un algorithme pour le calcul analytique du rhéostat de demarage de l'entraînement par moteur de c. c. en série.

CD 537.212 : 537.226

CHAMPS ÉLECTRIQUES DE GRANDE INTENSITÉ
DIÉLECTRIQUES SOLIDES

Nofingher, P.: **Modèle mécanique de claquage des diélectriques solides dans des champs électriques d'une grande intensité.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 214

On y présente un modèle mécanique de développement de réseaux de canaux non-conducteurs (arborescences) dans les diélectriques solides dans le cas des décharges entre l'électrode à pointe et l'électrode plan. Pour élaborer le modèle on tient compte aussi bien de la répartition non-uniforme du champ électrique et thermique que de la génération de microfissures dans les polymères, dues à la scindation en chaîne des mollecules de ceux-ci par l'action prolongée des sollicitations mécaniques.

CD 621.316.5

INTERRUPTEUR DE COURANT CONTINU

Simulescu, D., Truşcă, V., Vlase, I. O.: **Optimisation constructive des contacts d'un interrupteur ultra-rapide de curan continu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 5, juillet 1986, p. 220

Le travail présente les résultats expérimentaux et de calcul concernant l'optimisation constructive des contacts d'un interrupteur ultra-rapide de courant continu.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare, este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2285

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 3

CZ 628.93.001.24 :628.977.1/2.001.24

ILUMINAT INTERIOR
FACTOR DE UTILIZARE
RAPORT DIRECT

Utilizarea mărimilor geometrice adimensionale pentru determinarea unor indiçatori cantitativi în instalaţiile de iluminat

PAUL DINCULESCU* — BUCUREŞTI

Relaţiile uzuale pentru calculul caracteristicilor fotometrice ale unei instalaţii de iluminat interior conţin dimensiuni geometrice ale interiorului respectiv (lungime, lăţime, înălţime, poziţii şi distanţe ale corpurilor de iluminat etc.), permiţînd aprecierea cantitativă a unei instalaţii concrete (cu dimensiuni cunoscute).

Obţinerea unor concluzii şi determinarea unor caracteristici fotometrice este posibilă însă şi prin reducerea mulţimii de situaţii concrete la un număr restrîns de situaţii generale în care, în locul dimensiunilor geometrice reale, intervin atît mărimi sintetice adimensionale (indicele instalaţiei), cît şi mărimi relative (raportate la una din dimensiunile reale). Ca exemplu pot servi expresiile coeficienţilor care intervin în calculul factorilor de utilizare [1], ale factorilor de legătură între suprafeţele unei încăperi iluminate [2] şi ale multiplicatorilor geometrici ai unei instalaţii [3].

Folosind această metodă, lucrarea de faţă abordează problemele determinării numărului maxim şi minim de corpuri de iluminat care pot fi montate într-o instalaţie, calculul raportului direct şi al factorului de utilizare pentru planul util, precum şi stabilirea influenţei numărului şi amplasării corpurilor de iluminat asupra raportului direct şi a factorului de utilizare.

1. Caracteristici geometrice ale amplasării corpurilor de iluminat general

În planul corpurilor de iluminat, de dimensiuni a şi b, centrele luminoase (optice) ale acestora se constituie, în marea majoritate a cazurilor practice, în n şiruri de cîte m puncte, rezultînd o amplasare regulată (fig. 1).

Se notează :

D — distanţa dintre şiruri ;

T — distanţa dintre punctele unui şir ;

d — distanţa dintre şirurile extreme şi pereţi ;

t — distanţa dintre punctele extreme dintr-un şir şi pereţi.

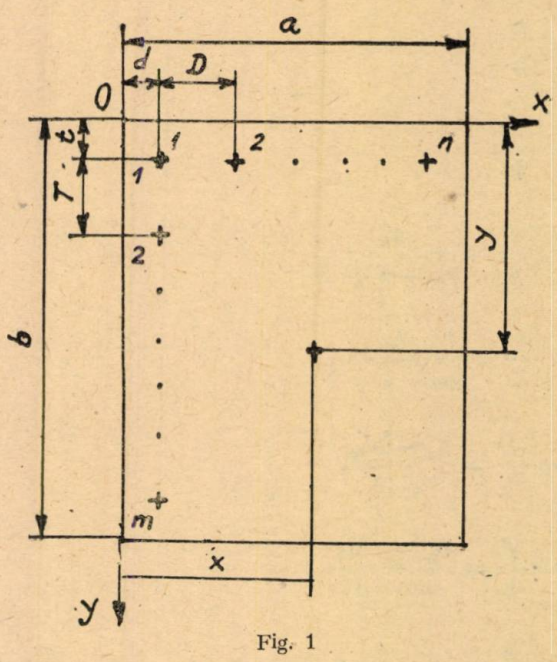


Fig. 1

Se admite că :

$$D = rd; \qquad T = st,$$

unde r şi s sînt coeficienţi numerici.

Ataşînd planului corpurilor de iluminat sistemul de coordonate xOy (latura a fiind situată, convenţional, pe axa Ox), poziţia centrului optic al unui corp de iluminat este dată prin coordonatele x şi y.

* Conf. dr. ing. *Dinculescu, P.* — Facultatea de Electrotehnică — Institutul Politehnic Bucureşti.

Rezultă imediat următoarele relaţii între mărimile menţionate :

$$d = \frac{a}{rn - r + 2},$$

$$t = \frac{b}{sm - s + 2},$$

$$D = \frac{a - 2d}{n-1}, \qquad (2)$$

$$T = \frac{b-2t}{m-1},$$

$$x = pd; \quad p = 1,\ r+1,\ 2r+1,\ \ldots,\ (n-1)r+1,$$

$$y = qt; \quad q = 1,\ s+1,\ 2s+1,\ \ldots,\ (m-1)\,s+1.$$

Mărimile respective pot fi exprimate în unităţi relative, prin raportare la înălţimea h, la care este situat planul corpurilor de iluminat faţă de planul util :

$$a_* = \frac{a}{h},$$

$$b_* = \frac{b}{h},$$

$$d_* = \frac{d}{h} = \frac{a_*}{rn - r + 2},$$

$$t_* = \frac{t}{h} = \frac{b_*}{sm - s + 2},$$

$$D_* = \frac{D}{h} = \frac{a_* - 2d_*}{n-1},$$

$$T_* = \frac{T}{h} = \frac{b_* - 2t_*}{m-1},$$

$$x_* = \frac{x}{h} = pd_*; \quad p = 1, r+1, 2r+1 \ldots, (n-1)r+1,$$

$$y_* = \frac{y}{h} = qt_*; \quad q = 1, s+1, 2s+1, \ldots, (m-1)r+1.$$

Întrucît dimensiunile a_* şi b_* pot fi exprimate în funcţie de indicele instalaţiei :

$$K = \frac{ab}{h(a+b)} \qquad (4)$$

şi de raportul laturilor planului util :

$$\mu = \frac{b}{a}, \qquad (5)$$

relaţiile (3) pot fi aduse, în ultimă instanţă, la o formă în care intervine indicele instalaţiei, raportul μ şi coeficienţii r şi s, devenind independente de dimensiunile concrete ale instalaţiei de iluminat :

$$a_* = \frac{\mu + 1}{\mu} K,$$

$$b_* = (\mu + 1) K,$$

$$d_* = \frac{\mu + 1}{\mu(rn - r + 2)} K,$$

$$t_* = \frac{\mu + 1}{sm - s + 2} K,$$

$$D_* = \frac{r(\mu + 1)}{\mu(rn - r + 2)} K,$$

$$T_* = \frac{s(\mu + 1)}{sm - s + 2} K,$$

$$x_* = \frac{p(\mu + 1)}{\mu(rn - r + 2)} K; \quad p = 1, r + 1, \ldots, (n-1)\,r + 1$$

$$y_* = \frac{q(\mu + 1)}{sm - s + 2} K; \quad q = 1, s + 1, \ldots, (m-1)s + 1$$

Cu notaţiile precedente instalaţia de referinţă [4] poate fi privită ca un caz particular al unei instalaţii reale, fiind caracterizată prin $r = s = 2$ şi printr-un număr redus de corpuri de iluminat.

2. Încăperi de referinţă

Necesitatea desprinderii unor concluzii generale şi precalculării unor mărimi dintr-o încăpere fără cunoaşterea dimensiunilor sale geometrice a condus, printre altele, la definirea unei încăperi de referinţă (standard), caracterizată prin raportul dimensiunilor planului util $\mu = b/a$ egal cu binecunoscutul „raport de aur". Din punct de vedere matematic, valoarea acestui raport este dată de soluţia pozitivă a ecuaţiei :

$$\mu - \frac{1}{\mu} = 1$$

Dimensiuni de încăperi standard *Tabelul 1*

h	K											
	0,6		0,8		1,0		1,25		1,5		2,0	
	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b
1,5	1,46	2,36	1,94	3,14	2,43	3,93	3,09	4,91	3,64	5,89	4,85	7,85
2	1,94	3,14	2,59	4,19	3,24	5,24	4,05	6,55	4,85	7,85	6,47	10,47
3	2,91	4,71	3,88	6,28	4,85	7,85	6,07	9,82	7,28	11,78	9,71	15,71
4	3,88	6,28	5,18	8,38	6,47	10,47	8,09	13,09	9,71	15,71	12,94	20,94
5	4,85	7,85	6,47	10,47	8,09	13,09	10,11	16,36	12,14	19,64	16,18	26,18
6	5,82	9,42	7,77	12,57	9,71	15,71	12,14	19,64	14,56	23,56	19,42	31,42
7	6,80	11,00	9,06	14,66	11,33	18,33	14,16	22,91	16,99	27,49	22,65	36,65

h	K											
	2,5		3,0		4,0		5,0		10		20	
	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b
1,5	6,07	9,82	7,28	11,78	9,71	15,71	12,14	19,64	24,27	39,27	48,54	78,54
2	8,09	13,09	9,71	15,71	12,94	20,94	16,18	26,18	32,36	52,36	64,72	104,72
3	12,14	19,64	14,56	23,56	19,42	31,42	24,27	39,27	48,54	78,54	97,08	157,08
4	16,18	26,18	19,42	31,42	25,89	41,89	32,36	52,36	64,72	104,72	129,44	209,44
5	20,23	32,73	24,27	39,27	32,36	52,36	40,45	65,45	80,90	130,91	161,80	261,80
6	24,27	39,27	29,12	47,12	38,83	62,83	48,54	78,54	97,08	157,08	194,16	314,16
7	28,32	45,82	33,98	54,98	45,30	73,30	56,63	91,63	113,26	183,26	226,52	366,52

şi prezintă proprietatea remarcabilă că atît numărul respectiv, cît şi inversul şi pătratul său au aceeaşi parte fracţionară (zecimală):

$$\mu = 1{,}618033989,$$

$$\frac{1}{\mu} = 0{,}618033989,$$

$$\mu^2 = 2{,}618033989.$$

Dimensiunile unor încăperi standard pentru scara uzuală de valori ale indicelui instalaţiei sînt cuprinse în tabelul 1.

Se demonstrează că valorile practice ale raportului μ nu modifică sensibil concluziile desprinse prin utilizarea valorii de referinţă.

3. Determinarea numărului minim şi maxim de corpuri de iluminat care pot fi montate într-o instalaţie de iluminat

Se consideră planul centrelor optice ale corpurilor de iluminat şi o amplasare regulată simetrică a acestora într-o încăpere standard ($\mu = 1{,}6$), pentru surse punctiforme (fig. 2 a) şi pentru surse liniare dispuse paralel cu latura a (fig. 2 b), sau paralel cu latura b (fig. 2 c).

Numărul minim de corpuri de iluminat este dictat de necesitatea obţinerii unui anumit grad de uniformitate a iluminării directe pe planul util şi se obţine, de regulă, pentru $T_* = D_* \approx 1$, $t_* = d_* \approx 0{,}5$ ($r = s = 2$). În acest

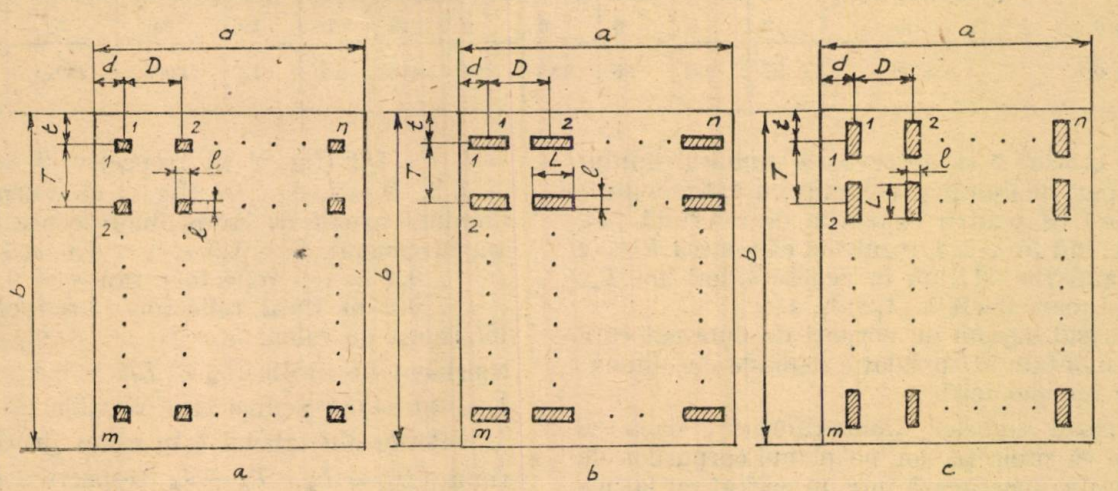


Fig. 2

caz, numărul de corpuri de iluminat pe șiruri va fi :

$$n = \frac{a_*}{D_*}, \quad m = \frac{b_*}{T_*}. \tag{7}$$

Corespunzător setului de valori uzuale ale indicelui instalației K, rezultă numărul de corpuri de iluminat (rotunjit la valori întregi) din tabelul 2.

iluminat se obține cînd $T_* = D_* = 0{,}1$ respectiv $t_* = d_* = 0{,}05$, acoperind întreaga suprafață disponibilă (nu există intervale între corpuri). Rezultă valorile din tabelul 3 care corespund destul de bine valorilor maxime din tabelele cuprinse în documentele CIE [4].

Sursele „liniare" sînt caracterizate prin lungimea L și lățimea l. În funcție de modul de amplasare, acoperirea întregii suprafețe disponibile implică condițiile : $D = L$, $d = l/2$, $T = l$, $t = l/2$ (fig. 2 b) respectiv $T = L$, $t = L/2$, $D = l$, $d = l/2$ (fig. 2 c). Corpurile de iluminat uzuale cu lămpi fluorescente tubulare au, în general, $L = 1{,}3 \ldots 1{,}6$ m și $l = 0{,}3 \ldots 0{,}4$ m (cu reflector) sau $l = 0{,}15 \ldots 0{,}2$ m (fără reflector). La încăperi cu înălțimea de calcul $h = 3 \ldots 4$ m, se poate considera în medie $L_* = L/h = 0{,}4 \ldots 0{,}5$, $l_* = l/h = 0{,}1$ pentru care relațiile (7) conduc la valorile din tabelul 4 în cazul șirurilor continui ($D_* = L_*$, $T_* = l_*$ respectiv $D_* = l_*$, $T_* = L_*$).

Numărul minim de corpuri de iluminat pentru asigurarea uniformității iluminării *Tabelul 2*

K	0,6	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	10
n	1	2	2	2	3	4	4	5	7	8	16
m	2	2	3	3	4	5	7	8	10	13	26

Numărul maxim de corpuri de iluminat „punctiforme" într-o instalație de iluminat *Tabelul 3*

K	0,6	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	10
n	9	13	16	20	24	32	40	48	65	81	162
m	15	20	26	32	39	52	65	78	104	130	260
$n \times m$	135	260	416	640	936	1664	2600	3744	6760	10530	42120

Numărul maxim de corpuri de iluminat „liniare" într-o instalație de iluminat *Tabelul 4*

Amplasarea \ K		0,6	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	10
Figura 2b	n	2	3	4	5	6	8	10	12	16	20	40
$D_* = 0{,}4$	m	15	20	26	32	39	52	65	78	104	130	260
$T_* = 0{,}1$	$n \times m$	30	60	84	160	234	416	650	936	1664	2600	10400
Figura 2c	n	9	13	16	20	24	32	40	48	65	81	162
$T_* = 0{,}4$	m	3	5	6	8	9	13	16	19	26	32	65
$D_* = 0{,}1$	$n \times m$	27	65	96	160	216	416	640	912	1690	2592	10530

Din tabelul 2 se observă că numărul minim de corpuri de iluminat coincide cu valorile indicate de CIE pentru instalația de referință [4], numai cînd $K \leqslant 1{,}5$, rezultînd că pentru $K \geqslant 2$ recomandările CIE au în vedere valori ale T_*, D_* mai mari decît 1 [1, tab. 1].

Numărul maxim de corpuri de iluminat care pot fi montate în instalație depinde de dimensiunile lor geometrice.

În cazul surselor „punctiforme", dacă se admite că proiecția lor pe planul corpurilor de iluminat se încadrează într-un pătrat cu latura $l_* = l/h = 0{,}1$, numărul maxim de corpuri de

Din tabelul 4 se observă că numărul total de corpuri de iluminat „liniare" este mai mic decît cel al corpurilor de iluminat „punctiforme"

4. Numărul de corpuri de iluminat necesar pentru a realiza o anumită iluminare medie pe planul util

Dacă se consideră ponderea componentei reflectate a iluminării E_r în iluminarea totală E pe planul util :

$$c = \frac{E_r}{E}, \tag{8}$$

rezultă ponderea componentei directe a iluminării E_d respectiv ponderea fluxului luminos direct Φ_d în fluxul luminos total Φ :

$$\frac{E_d}{E} = \frac{\Phi_d}{\Phi} = 1 - c. \tag{9}$$

Fluxul luminos direct se exprimă în funcţie de caracteristicile fotometrice ale corpului de iluminat folosit, prin relaţiile :

$$\Phi_d = (1 - c)\Phi = R_d\Phi_\upsilon = R_d N_4 \Phi = R_d N_4 n_c \Phi_c =$$

$$= R_d N_4 N_5 n_c \Phi_{lc}, \tag{10}$$

unde n_c reprezintă numărul de corpuri de iluminat, Φ_{lc} — fluxul luminos al lămpilor dintr-un corp de iluminat, N_4 şi N_5 — indicatori de distribuţie ai corpului de iluminat iar R_d — raportul direct al instalaţiei de iluminat.

Aria planului util se poate scrie sub forma :

$$ab = a_* b_* h^2 = \frac{(\mu + 1)^2}{\mu} K^2 h^2. \tag{11}$$

Ţinînd seama că :

$$\Phi = E_4 ab,$$

$$\Phi_d = (1 - c)\Phi = (1 - c)E_4 ab, \tag{12}$$

rezultă numărul de corpuri de iluminat necesar pentru a realiza o anumită valoare iluminării medii pe planul util E_4 :

$$n_c = \frac{(1 - c)(\mu + 1)^2 K^2 h^2}{\mu R_d N_4 N_5 \Phi_{lc}} E_4, \tag{13}$$

care depinde de parametrii geometrici ai instalaţiei (K, h, μ) şi de caracteristicile corpului de iluminat : categoria (prin N_4), randamentul (prin N_5), clasa (prin R_d) şi fluxul luminos al lămpilor din corp Φ_{lc}.

În cazul corpurilor de iluminat direct uzuale ($N_4 = 0{,}9 \ldots 1$; $N_5 = 0{,}6 \ldots 0{,}7$) şi încăperilor standard ($\mu \approx 1{,}6$) cu înălţimea de calcul medie (h=3 m), numărul maxim de corpuri de iluminat se obţine pentru corpuri de iluminat din clasa 10 [4], o contribuţie nulă a componentei reflectate a iluminării ($c = 0$) şi valoarea maximă a iluminării medii pe planul util $E_4 = 500$ lm admisă pentru iluminatul general. Tabelul 5 conţine numărul de corpuri de iluminat calculat cînd corpul de iluminat este echipat cu două lămpi fluorescente de 40 W ($\Phi_{lc} = 5\,400$ lm).

Datele din tabelul 5 arată că, la nivelul cel mai ridicat de iluminare, admis prin normativele uzuale pentru iluminatul general, numărul de corpuri de iluminat cu două lămpi se situează sub valorile maxime posibile (tabelul 4), îndeosebi la înălţimi de montare mici şi la valori mari ale indicelui instalaţiei.

La nivele de iluminare mai reduse, numărul de corpuri de iluminat se reduce în raportul iluminărilor.

5. Calculul raportului direct şi al factorului de utilizare pentru planul util

Raportul direct al instalaţiei, reprezentat prin raportul dintre fluxul luminos direct pe planul util Φ_{04} şi fluxul corpurilor de iluminat în emisfera inferioară Φ_υ, se calculează cu relaţia :

$$R_d = \frac{\Phi_{04}}{\Phi_\upsilon} = M_1 N_1 + M_2 N_2 + M_3 N_3 + M_4, \tag{14}$$

în care M_1, M_2, M_3 şi M_4 sînt multiplicatorii geometrici medii ai instalaţiei, iar N_1, N_2 şi

Numărul de corpuri de iluminat cu lămpi fluorescente pentru $E_4 = 500$ lx *Tabelul 5*

	K		0,6	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	10
n_c	Clasa 10	h = 3 m	17	20	24	28	36	51	69	87	137	197	653
		h = 4 m	30	36	43	52	63	90	122	155	243	350	1162
		h = 6 m	*)	*)	96	116	142	202	224	349	546	786	2613
	Clasa 4	h = 3 m	5	7	10	14	18	29	41	57	95	145	541
		h = 4 m	9	13	18	24	32	51	73	101	169	257	962
		h = 6 m	20	28	39	55	72	114	164	227	379	579	2164

*) Se depăşesc valorile maxime din tabelul 4

N_3 — indicatori de distribuţie a fluxului luminos al corpului de iluminat folosit [3, 4].

Multiplicatorii geometrici medii se obţin cu relaţii de forma :

$$M_k = \frac{1}{n_c} \sum_{j=1}^{n_c} (m_j)_k, \quad k = 1, 2, 3, 4, \quad (15)$$

în care $n_c = nm$ este numărul de corpuri de iluminat, iar m_j reprezintă suma multiplicatorilor geometrici pentru un corp de iluminat j (fig. 3) :

$$m_j = \sum_{i=I}^{IV} m_{ji}, \quad (16)$$

calculaţi respectiv în funcţie de dimensiunile geometrice relative corespunzătoare amplasării sale : (x_*, y_*), $(a_* - x_*, y_*)$, $(a_* - x_*, b_* - y_*)$, $(x_*, b_* - y_*)$ [3].

Multiplicatorii geometrici medii pentru amplasarea de referinţă CIE M_{1r}, M_{2r}, M_{3r}, M_{4r}, se calculează şi pot fi tabelaţi corespunzător scării uzuale de valori ale indicelui instalaţiei [4]. Pentru valori intermediare ale indicelui instalaţiei se pot utiliza curbele din figura 4 [5].

Raportul direct pentru amplasarea de referinţă va fi :

$$R_{dr} = M_{1r} N_1 + M_{2r} N_2 + M_{3r} N_3 + M_{4r}. \quad (17)$$

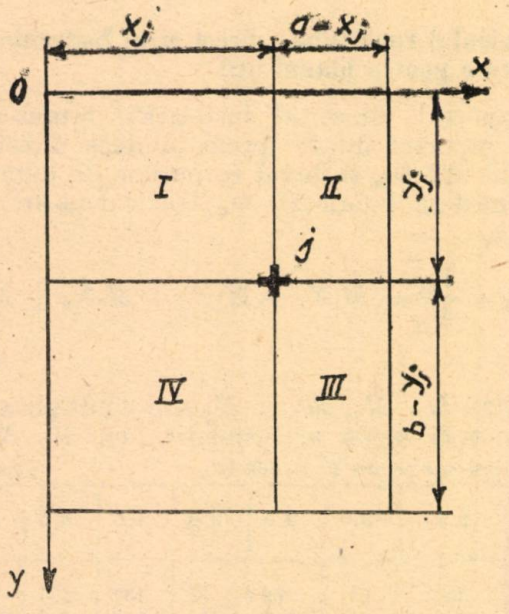


Fig. 3

Raportul :

$$c_R = \frac{R_d}{R_{dr}}, \quad (18)$$

poate fi privit ca un coeficient de corecţie cu care trebuie multiplicat raportul direct corespunzător amplasării de referinţă a corpurilor de iluminat pentru a obţine raportul direct real, corespunzător unei amplasări oarecare.

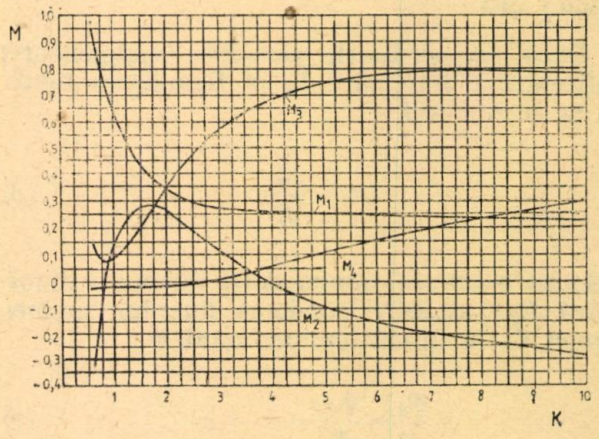


Fig. 4

Factorul de utilizare referitor la planul util este dat de expresia [1] :

$$u = \frac{1}{\Phi_{lt}} (A\Phi_{01} + B\Phi_{03} + C\Phi_{04}), \quad (19)$$

în care Φ_{lt} este fluxul luminos total al lămpilor din instalaţie.

Exprimînd fluxurile directe pe tavan, pereţi şi planul util (Φ_{01}, Φ_{03}, Φ_{04}), în funcţie de fluxurile zonale, raportul direct şi indicatorii de distribuţie ai corpului de iluminat, relaţia (19) devine :

$$u = \frac{1}{\Phi_{lt}} n_c [A(\Phi_{z5} - \Phi_{z4}) + B(1 - R_d)\Phi_{z4} + CR_d\Phi_{z4}] =$$

$$= \frac{n_c}{\Phi_{lt}} [A(1 - N_4) + B(1 - R_d)N_4 + CR_dN_4] N_5\Phi_{lc}.$$

Ţinînd seama că : $\Phi_{lt} = n_c\Phi_{lc}$,

rezultă :

$$u = \left[A\left(\frac{1}{N_4} - 1\right) + B(1 - R_d) + CR_d\right] N_4N_5, \quad (20)$$

sau :

$$u = \{A + [B - A - (B - C)R_d]N_4\}N_5. \quad (21)$$

Similar relaţiei (18), se poate defini un coeficient de corecţie, cu ajutorul căruia se obţine factorul de utilizare real u din valoarea u_r calculată pentru amplasarea de referinţă :

$$c_u = \frac{u}{u_r}. \quad (22)$$

Tabelul 6

Raportul direct și factorul de utilizare pentru planul util în funcție de numărul și amplasarea diferitelor corpuri de iluminat*

$m \times n$	r	s	M_1	M_2	M_3	M_4	Corp de iluminat**	R_D	C_R	$\rho_1=0,7$ $\rho_2=0,5$ $\rho_4=0,1$		$\rho_1=0,3$ $\rho_3=0,3$ $\rho_4=0$	
										u	c_u	u	c_u
5×4	2	2	0,301	0,190	0,469	—0,002	1	0,464	1,00	0,533	1,00	0,372	1,00
							2	0,765	1,00	0,694	1,00	0,556	1,00
							3	0,640	1,00	0,734	1,00	0,443	1,00
6×12	3	3	0,246	0,183	0,455	0	1	0,446	0,96	0,523	0,98	0,361	0,97
							2	0,718	0,94	0,668	0,96	0,528	0,95
							3	0,605	0,95	0,719	0,98	0,426	0,96
	2	2	0,252	0,211	0,459	0	1	0,461	0,99	0,531	1,00	0,370	0,99
							2	0,748	0,98	0,685	0,99	0,546	0,98
							3	0,629	0,98	0,730	0,99	0,438	0,99
	1	1	0,197	0,311	0,459	—0,001	1	0,494	1,06	0,549	1,03	0,391	1,05
							2	0,798	1,04	0,711	1,02	0,576	1,04
							3	0,674	1,05	0,749	1,02	0,460	1,04
	0,5	0,5	0,104	0,406	0,484	—0,006	1	0,532	1,15	0,569	1,07	0,514	1,11
							2	0,844	1,10	0,736	1,06	0,605	1,09
							3	0,720	1,13	0,769	1,05	0,483	1,09
	1	2	0,256	0,234	0,460	—0,001	1	0,472	1,02	0,537	1,01	0,377	1,01
							2	0,769	1,01	0,696	1,00	0,559	1,01
							3	0,646	1,01	0,737	1,00	0,446	1,01
12×6	3	3	0,224	0,200	0,450	0,001	1	0,447	0,96	0,523	0,98	0,362	0,97
							2	0,715	0,93	0,667	0,96	0,526	0,95
							3	0,605	0,95	0,719	0,98	0,426	0,96
	2	2	0,242	0,215	0,457	0	1	0,460	0,99	0,530	0,99	0,370	0,99
							2	0,743	0,97	0,682	0,98	0,543	0,98
							3	0,627	0,98	0,729	0,99	0,437	0,99
	1	1	0,217	0,304	0,457	—0,001	1	0,493	1,06	0,548	1,03	0,390	1,05
							2	0,802	1,05	0,713	1,03	0,579	1,04
							3	0,675	1,05	0,749	1,02	0,461	1,04
	0,5	0,5	0,093	0,455	0,454	—0,002	1	0,533	1,15	0,569	1,07	0,414	1,11
							2	0,853	1,12	0,741	1,07	0,610	1,10
							3	0,727	1,14	0,772	1,05	0,486	1,10
	0,5	0,5	0,147	0,365	0,438	0	1	0,494	1,06	0,549	1,03	0,391	1,05
							2	0,746	1,04	0,710	1,02	0,575	1,03
							3	0,675	1,05	0,749	1,02	0,461	1,04
10×4	3	3	0,261	0,159	0,464	—0,001	1	0,444	0,96	0,522	0,98	0,360	0,97
							2	0,714	0,93	0,666	0,96	0,525	0,94
							3	0,602	0,94	0,718	0,98	0,425	0,96
	2	2	0,272	0,198	0,466	—0,002	1	0,463	1,00	0,532	1,00	0,372	1,00
							2	0,765	1,00	0,694	1,00	0,556	1,00
							3	0,632	0,99	0,731	1,00	0,440	0,99
	1	1	0,191	0,350	0,450	—0,001	1	0,515	1,11	0,560	1,05	0,403	1,08
							2	0,820	1,07	0,723	1,04	0,590	1,06
							3	0,690	1,08	0,756	1,03	0,468	1,06
	0,5	0,5	0,039	0,506	0,459	—0,004	1	0,546	1,18	0,576	1,08	0,422	1,13
							2	0,868	1,13	0,749	1,08	0,619	1,11
							3	0,743	1,16	0,779	1,06	0,494	1,10

* $K = 2,5$

** 1. Corp de iluminat direct cl. 10 $N_1 = 0,18$; $N_2 = 0,43$; $N_3 = 0,71$; $N_4 = 1$; $N_5 = 0,7$

2. Corp de iluminat direct cl. 4 $N_1 = 0,55$; $N_2 = 0,82$; $N_3 = 0,95$; $N_4 = 1$; $N_5 = 0,7$

3. Corp de iluminat mixt FIA-03—240 $N_1 = 0,36$; $N_2 = 0,66$; $N_3 = 0,87$; $N_4 = 0,61$; $N_5 = 0,92$

6. Influența numărului și amplasării corpurilor de iluminat asupra raportului direct și a factorului de utilizare

Calculul și tabelarea factorilor de utilizare ai unei instalații de iluminat interior general [1] se bazează pe o amplasare de referință a corpurilor de iluminat, corespunzător căreia se determină fluxurile luminoase directe pe suprafețele încăperii, precum și raportul direct al instalației.

Se pune problema în ce măsură valorile astfel tabelate ale factorilor de utilizare pot fi folosite în cazul unei instalații de iluminat reale cu un număr și o amplasare a corpurilor de iluminat diferite față de instalația de referință.

Din relațiile (14) . . . (22) rezultă că atît raportul direct și factorii de utilizare, cît și coeficienții de corecție respectivi, pentru aceleași valori ale indicelui instalației și raportului laturilor planului util, depind în primul rînd de doi factori:

— gradul de concentrare a fluxului luminos al corpurilor de iluminat în emisfera inferioară, exprimat prin indicatorii de distribuție N_1, N_2, N_3;

— amplasarea corpurilor de iluminat, prin intermediul multiplicatorilor geometrici M_1, M_2, M_3, M_4 care, la rîndul lor, sînt funcție de mărimile m, n, r și s.

O analiză cantitativă se poate face considerîndu-se date clasa corpului de iluminat (prin indicatorii N_1, N_2, N_3), categoria și randamentul acestuia (prin indicatorii N_4, N_5) și multiplicatorii geometrici medii corespunzători amplasării de referință, iar ca elemente variabile — mărimile m, n, r și s. Numărul de corpuri de iluminat va fi limitat superior la numărul maxim din tabelul 5 și inferior — la amplasarea de referință.

Tabelul 6 conține rezultatele calculului efectuat pentru o instalație caracterizată prin $K = 2{,}5$, $h = 3$ m și trei tipuri de corpuri de iluminat; în plus, pentru factorul de utilizare corespunzător planului util s-au considerat și două combinații diferite ale factorilor de reflexie ai tavanului, pereților și planului util (ρ_1, ρ_3, ρ_4).

Analiza datelor din tabelul 6 scoate în evidență următoarele:

— la același tip de amplasare (aceleași valori ale r și s), numărul de corpuri de iluminat are o influență neglijabilă asupra raportului direct și a factorului de utilizare;

— influența amplasării corpurilor de iluminat (valorile r și s) este mai pronunțată în valoarea multiplicatorilor geometrici și se estompează pe măsura trecerii la raportul direct și la factorul de utilizare (în ultimul caz — și pe măsura creșterii factorilor de reflexie ai suprafețelor);

— în majoritatea situațiilor reale, factorul de utilizare este foarte apropiat ca valoare de cel calculat pentru amplasarea de referință ($c = 0{,}95 \ldots 1{,}05$), abateri ceva mai mari dar acceptabile ($c \approx 1{,}1$), observîndu-se atunci sînd corpurile de iluminat sînt mai concentrate cpre centrul încăperii ($r = s = 0{,}5$).

7. Concluzii

— Folosirea mărimilor geometrice adimensionale într-o instalație de iluminat (prin raportarea acestora la înălțimea de calcul h) permite efectuarea unui număr însemnat de calcule fotometrice fără a cunoaște dimensiunile concrete ale instalației, facilitînd desprinderea unor concluzii generale importante privind caracteristicile și proiectarea instalației de iluminat.

— Utilizarea mărimilor geometrice adimensionale face posibilă precalcularea și întocmirea unor tabele care ușurează activitatea de proiectare în cazul cînd nu se realizează proiectarea asistată de calculator.

— Valorile factorilor de utilizare precalculate și tabelate pornind de la caracteristicile instalației de referință CIE rămîn valabile cu o precizie acceptabilă în practică și pentru o instalație în care numărul de corpuri de iluminat și amplasarea acestora diferă de cele de referință, putînd fi utilizate cu succes în primul rînd în cadrul calculului preliminar.

— Condiția esențială pentru valabilitatea practică a tabelelor cu factori de utilizare este determinarea lor corectă [1] pornind de la caracteristicile fotometrice ale corpului de iluminat au ale clasei de corpuri de iluminat la care se referă.

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* Determinarea factorului de utilizare pentru instalațiile de iluminat interior. În: EEA — Electrotehnica **31**, nr. 8, 1983, p. 313—325.

[2] *Dinculescu, P.* Factorii de legătură între suprafețele unei instalații de iluminat interior. În: EEA — Electrotehnica **33**, (1985), nr. 1, p. 27—37.

[3] *Dinculescu, P.* Aspecte privind caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat. În: EEA — Electrotehnica, **31**, (1983), nr. 5, p. 153—159.

[4] CIE. Calculations for Interior Lighting. Applied Method. Draft 1977.

[5] *Dinculescu, P.* On the Calculation of Average Illuminance in Various Existing Methods for Interior Lighting. În: 6-th National Conference with International Participation „Lighting '84", Varna, 1984, p. 81—86.

CZ 621.314.25 : 621.316.7

Analiza unor scheme convenționale de reglare pentru un convertor static de medie frecvență cu compensare paralel a sarcinii. Partea a II-a

MIRCEA CHINDRIȘ, SILVIU DARIE,
TIBERIU COLOȘI, HORIA BĂLAN* – CLUJ-NAPOCA

3. Schema de reglare în cascadă

În figura 1 se prezintă schema-bloc de reglare în cascadă, avînd o buclă de reacție negativă, în raport cu tensiunea la bornele sarcinii, și o altă buclă interioară, în raport cu curentul din circuitul intermediar. Perturbațiile $U_2(s)$ și $U_3(s)$ sînt identice schemei anterioare de reglaj.

Funcția de transfer a complexului de comandă pe grilă, în serie cu redresorul comandat, este identică cu formula (12). Funcțiile de transfer $H_1(s)$ și $H_2(s)$ au fost separate, pentru a evidenția reacția de curent, și prezintă expresiile :

$$H_1(s) = \frac{I_f(s)}{U(s)} = \frac{LCs^2 + RCs + 1}{LL_fCs^3 + C(R_fL + RL_f)s^2 + (RR_fC + L + L_f)s + R + R_f} = 13{,}64\frac{4{,}42\cdot10^{-9}s^2 + 1{,}27\cdot10^{-5}s + 1}{1{,}99\cdot10^{-10}s^3 + 5{,}73\cdot10^{-7}s^2 + 4{,}53\cdot10^{-2}s + 1} \quad (20)$$

și :

$$H_2(s) = \frac{U_s(s)}{I_f(s)} = \frac{Ls + R}{LCs^2 + RCs + 1} = 6{,}33\cdot10^{-2}\frac{3{,}47\cdot10^{-4}s + 1}{4{,}42\cdot10^{-9}s^2 + 1{,}27\cdot10^{-5}s + 1}. \quad (21)$$

Expresia (20) rezultă din sistemul de ecuații (6). . . (9) prin eliminarea $U_s(s)$ și $I_s(s)$, iar expresia (21) prin eliminarea $I_f(s)$ și $I_s(s)$.

Funcția de transfer a elementului de pe circuitul interior de reacție negativă prezintă expresia [8] :

$$H_{F1}(s) = \frac{R_1(s)}{I_f(s)} = \frac{K_{F1}}{T_{F1}s + 1} = \frac{1{,}125\cdot10^{-2}}{2{,}5\cdot10^{-3}s + 1}, \quad (22)$$

unde :

$$K_{F1} = \frac{U_{e\,trad}}{U_{i\,trad}}\cdot\frac{U_{sunt}}{I_{sunt}} = \frac{7{,}5\ \text{V}}{0{,}1\ \text{V}}\cdot\frac{0{,}075\ \text{V}}{500\ \text{A}} = 1{,}125\cdot10^{-3}\ \text{V/A},$$

iar : $T_{F1} = 2{,}5$ ms.

Funcția de transfer a reacției negative externe $H_{F2}(s)$ prezintă o expresie similară cu (13), iar cea exterioară regulatorului de curent (bucla interioară) este :

$$H_{ext\,1} = H_3(s)\cdot H_1(s)\cdot H_{F1}(s) \approx 10{,}52\frac{1}{(4{,}53\cdot10^{-2}s + 1)(4{,}17\cdot10^{-3}s + 1)}. \quad (23)$$

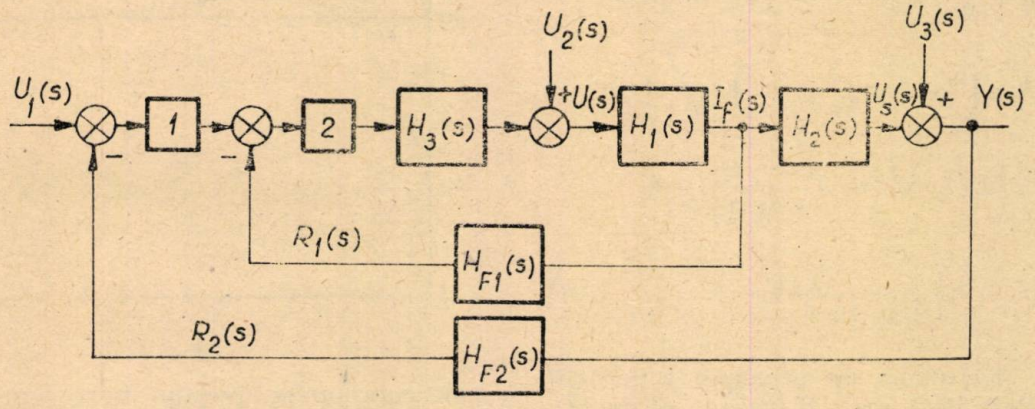


Fig. 1

Considerînd $T_{\Sigma_1} = 4{,}17\cdot10^{-3}$ s, funcția de transfer a regulatorului de curent, acordat conform criteriului modulului, varianta Kessler, capătă forma :

$$H_{R1} = K_{P1}\left(1 + \frac{1}{T_{i1}s}\right) = 0{,}516\left(1 + \frac{1}{4{,}53\cdot10^{-2}s}\right), \quad (24)$$

* Ing. *Chindriș, M.*, dr. ing. *Darie S.*, dr. ing. *Coloși, T.*, ing. *Bălan, H.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

adică, un regulator cu comportare *PI*, avînd coeficienții $K_{P1} = 0{,}516$ și $T_{i1} = 4{,}53 \cdot 10^{-2}$ în limite uzuale.

Cu datele de mai sus ale buclei interioare s-a întocmit schema-bloc din figura 2, necesară acordării regulatorului de tensiune. Cu $H_{01}(s) = I_f(s)/U_c(s)$ s-a notat funcția echivalentă de transfer a buclei interioare, astfel încît funcția de transfer exterioară regulatorului de tensiune prezintă expresia :

$$H_{ext2}(s) = H_{01}(s) \cdot H_2(s) \cdot H_{F2}(s) = \\ = 4{,}68 \cdot 10^{-2} \frac{2{,}84 \cdot 10^{-3} s + 1}{(8{,}34 \cdot 10^{-3} s + 1)(1{,}25 \cdot 10^{-4} s + 1)}, \quad (25)$$

unde :

$$H_{01}(s) = 88{,}88 \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3} s + 1}{3{,}47 \cdot 10^{-5} s^2 + 8{,}34 \cdot 10^{-3} s + 1}. \quad (26)$$

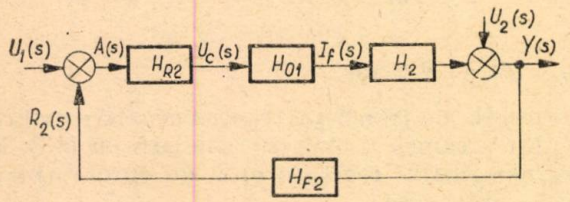


Fig. 2

Ca urmare, funcția de transfer a regulatorului de tensiune, acordat tot după criteriul modulului în varianta Kessler (sistemul de reglaj fiind de stabilizare în raport cu tensiunea de sarcină U_s), pentru $T_{\Sigma 2} = 1{,}25 \cdot 10^{-2}$ s este de forma :

$$H_{R2} = K_{P2}\left(T_{d2} s + \frac{1}{T_{i2} s} + 1\right) \frac{1}{T'' s + 1} = \\ = 712\left(4{,}17 \cdot 10^{-3} s + \frac{1}{8{,}34 \cdot 10^{-3} s} + \right. \\ \left. + 1\right) \frac{1}{2{,}85 \cdot 10^{-3} s + 1} \quad (27)$$

Schema electronică de principiu a acestui regulator PID, care poate fi realizat cu un *AO*, este prezentată în figura 3.

Răspunsul indicial al sistemului echivalent în cascadă are forma :

$$y(t) = 120{,}05\ U_1(1 - \varepsilon^{-4000\,t} \cdot \cos 4\,000\ t) - \\ - 1{,}08 \cdot 10^{-3}\ U_2[\varepsilon^{-22{,}07\,t} - \\ - 5{,}4\,\varepsilon^{-118{,}1\,t}(\cos 118{,}13\,t + 1{,}02 \sin 118{,}13\,t)] + \\ + U_3\,\varepsilon^{-4000\,t}(\cos 4\,000\,t + \sin 4\,000\,t). \quad (28)$$

Și în această variantă de reglaj răspunsul este periodic, puternic amortizat în raport cu timpul, tinzînd asimptotic în regim staționar spre valoarea :

$$y_{st} = y(t \to \infty) = 120{,}05 \cdot U_1 = 625\ \text{V}, \quad (29)$$

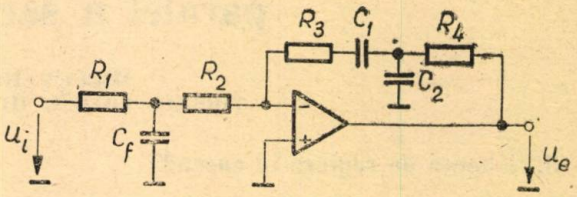


Fig. 3

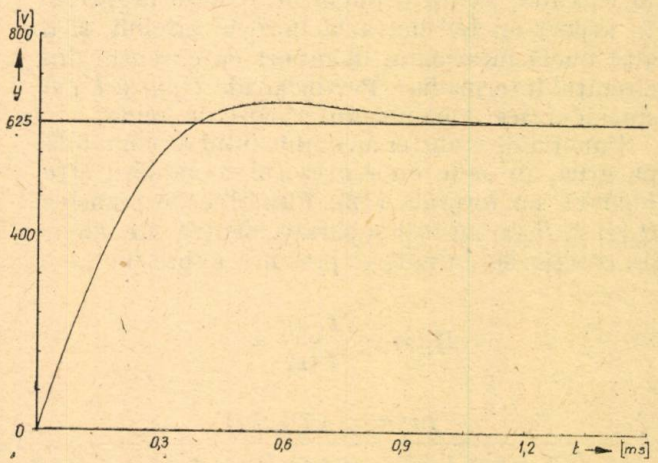


Fig. 4

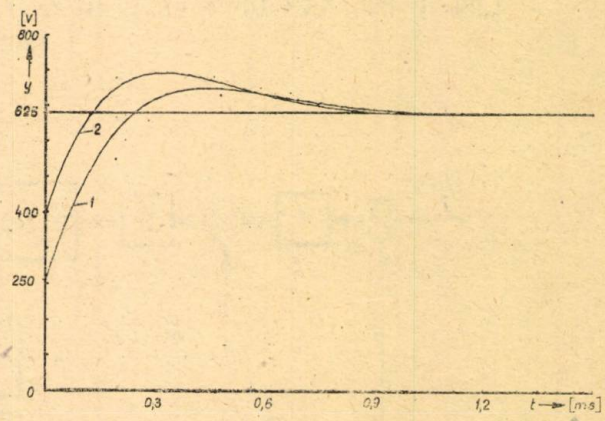


Fig. 5

care corespunde nivelului de tensiune impus la bornele sarcinii.

Ca și în cazul anterior, răspunsul indicial (28) s-a studiat pe calculatorul HP9820A, în următoarele cazuri particulare :

a) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = U_3 = 0$ prezentat în figura 4, rezultînd un suprareglaj de 6,725 % ;

b) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = 0$, $U_3 = 250$ V prezentat în figura 5, curba 1, rezultînd un suprareglaj de 8,727 % ;

c) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = 0$, $U_3 = 400$ V prezentat în figura 5, curba 2, rezultînd un supra-

reglaj de 11,42%. Nu se constată modificări sensibile ale timpului de răspuns, care se încadrează în limita de 1 ms, indiferent de valoarea condițiilor inițiale ale tensiunii la bornele condensatorului C;

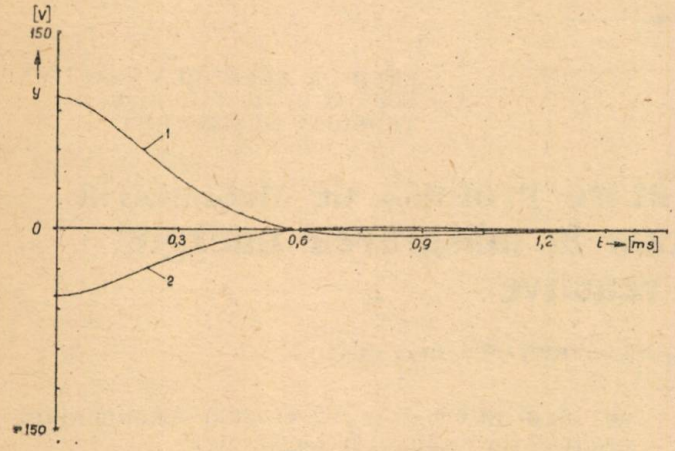


Fig. 6

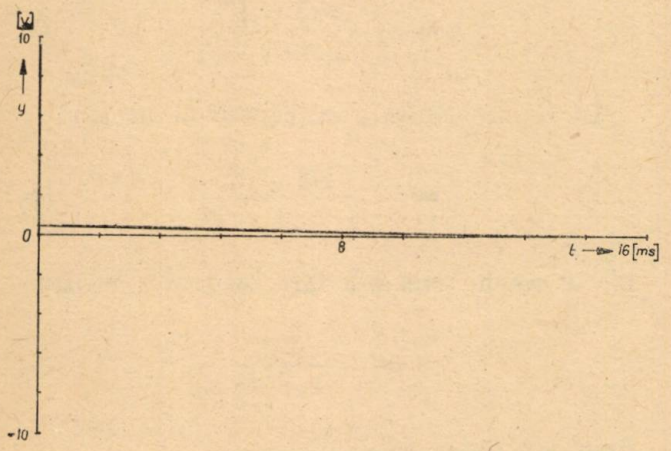


Fig. 7

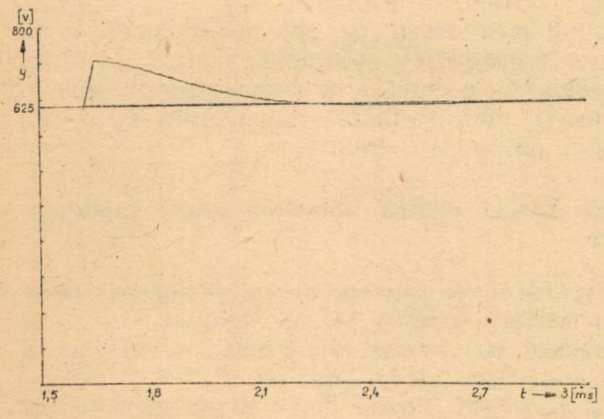


Fig. 8

d) $U_1 = U_2 = 0$, $U_3 = 100$ V (curba 1) și $U_3 = -50$ V (curba 2) prezentat în figura 6, conducînd la un răspuns periodic puternic amortizat după circa 0,6 ms;

e) $U_1 = U_3 = 0$, $U_2 = 100$ V — figura 7, evidențiază practic o insensibilitate a sistemului de reglaj la variația tensiunii rețelei;

f) $U_1 = 5{,}208$ V, $U_2 = 0$, $U_3 = 100$ V suprapus peste regimul staționar, prezentat în figura 8, rezultînd un timp de amortizare de 0,4 ms.

Pentru cele 6 cazuri de funcții indiciale reprezentate, timpul de amortizare al regimului tranzitoriu nu depășește $0{,}7 \cdot 10^{-3}$ s.

În concluzie, se constată că circuitul echivalent de reglare prezintă o comportare proporțional derivativă de ordinul 2, formal identică cu cazul studiat anterior. Răspunsurile indiciale exemplificate în figurile 4. . . 8 evidențiază comportări periodice puternic amortizate în raport cu timpul.

4. Aspecte comparative ale soluțiilor de reglaj

Analizînd comparativ rezultatele obținute în cele două variante de reglaj, se constată că timpul de amortizare a regimului tranzitoriu este, în cazul reglării în cascadă, de circa 8 ori mai mic decît în cazul reglării după abaterea tensiunii de sarcină, pentru cazuri omoloage de testare.

Suprareglajul în cazul reglării după abaterea tensiunii de sarcină nedepășind 5% rămîne mai mic decît în cazul reglării în cascadă, unde pot apărea supratensiuni periculoase pentru tiristoarele din circuitul de forță al invertorului.

Condiția nenulă $U_3 \neq 0$, semnificînd tensiunea inițială a condensatorului C de compensare a sarcinii din figura 1, influențează puțin suprareglajul în cazul variantei 1, față de varianta 2, unde se constată creșterea suprareglajului.

În concluzie:

1. Reglajul simplu din varianta 1 asigură suprareglaje mai mici, dar timpi de amortizare mai mari în comparație cu schema de reglaj în cascadă.

2. Sub aspectul regimului de pornire, întotdeauna necesar pentru acest tip de convertor [9], se constată că valori ridicate ale tensiunii pe condensator la sfîrșitul acestui regim, înrăutățesc performanțele de reglare prin creșterea suprareglajului, în special la schema în cascadă;

3. Se constată efectul puternic atenuant al ambelor variante de reglare, în raport cu diferite perturbații, atît pentru amplitudine, cît și pentru durata procesului tranzitoriu, fapt care constituie un avantaj remarcabil. De menționat că perturbațiile-treaptă, luate în considerație, sînt mult acoperitoare față de situațiile reale din exploatarea curentă.

Rezultatele complementare obținute pentru cele două scheme de reglaj analizate justifică necesitatea unei alegeri selective a variantei de reglaj, funcție de aplicația concretă (durata procesului tehnologic, tensiuni de sarcină, caracteristicile tiristoarelor din circuitul de forță, parametrii sarcinii etc.).

Bibliografie

[9] *Pelly, a. R.* Lateet developments in static high frequency power sources for induction heating. În: IEEE Transactions, IECI, vol. 14, nr. 4, 1970, p. 294—312.

CZ 621.3.016.45 : 621.317.7

ENERGIE ELECTRICĂ REACTIVĂ
CONTOARE DE INDUCȚIE
TENSIUNI NESIMETRICE

Determinarea erorii suplimentare produsă de nesimetria tensiunilor sistemului trifazat la măsurarea energiei electrice reactive.

COSTIN CEPIȘCĂ*, DELIA NICOLESCU-NICHITUC** — BUCUREȘTI

Introducere

Măsurarea energiei electrice reactive cu contoare de inducție este afectată de erori suplimentare în rețele trifazate, dacă sistemul de tensiuni este nesimetric. În acest caz, aparatul de măsură integrează o putere reactivă Q_m mai mică decît cea reală Q. Relațiile de dependență între puterea reactivă măsurată și cea reală se obțin prin calcul utilizînd componentele simetrice ale sistemelor de tensiuni și curenți [1], (anexa 1).

Cunoașterea erorilor suplimentare ce apar în astfel de situații este importantă, în special la etalonarea și verificarea contoarelor trifazate de energie reactivă, dar și la măsurătorile din sistemul energetic.

În lucrare se prezintă o metodă de calcul și un aparat construit pentru determinarea acestor erori suplimentare ale contoarelor trifazate de energie reactivă, în rețele trifazate cu tensiuni nesimetrice și curenți echilibrați.

1. Metoda de calcul

Cunoscînd expresiile puterilor reactive integrate de contorul trifazat de energie reactivă în funcție de componentele simetrice ale sistemelor de curenți și tensiuni [2]:

— puterea reactivă măsurată:

$$Q_m = 3(U_d I_d \sin\varphi_d - U_i I_i \sin\varphi_i), \qquad (1)$$

— puterea reactivă reală:

$$Q = 3(U_d I_d \sin\varphi_d + U_i I_i \sin\varphi_i + U_h I_h \sin\varphi_h), \qquad (2)$$

rezultă pentru un contor de inducție trifazat cu unghi intern $\beta = \pi/2$ eroarea suplimentară produsă de nesimetria tensiunilor:

$$\varepsilon = -\frac{2U_i^2 + U_h^2}{U_d^2 + U_i^2 + U_h^2}. \qquad (3)$$

În rețele trifazate cu conductor neutru:

$$\varepsilon = -\frac{2k_i^2 + k_h^2}{1 + k_i^2 + k_i^2}, \qquad (4)$$

iar în rețele trifazate fără conductor neutru:

$$\varepsilon = -\frac{2k_i^2}{1 + k_i^2}, \qquad (5)$$

unde s-a notat cu:

k_i — gradul de disimetrie; (6)

k_h — gradul de asimetrie (7)

Predeterminarea pe calculator a erorii în rețele trifazate cu conductor neutru, conform relației (4), a condus la valorile prezentate în figura 1, unde se indică dependența $k_h = f(k_i)$ avînd parametru eroarea ε.

2. Aparat pentru indicarea erorii suplimentare

Aparatul realizat calculează și afișează eroarea conform relației (4), el fiind util în rețele trifazate cu sisteme de curenți echilibrați și tensiuni nesimetrice (fig. 2).

2. 1. *Blocul filtrelor* de componente simetrice permite obținerea componentelor simetrice ale sistemului trifazat de tensiuni: U_d, U_i, U_h, mărimile de ieșire fiind trei tensiuni proporționale cu valorile de vîrf ale acestora (figura 3).

Filtrele pentru componenta directă și inversă [3] au ca montaj de bază cel din figura 4.

* Dr. ing. *Cepișcă, C.* Catedra de Măsuri și Aparate Electrice, I. P. București; ** ing. *Nicolescu-Nichituc, D.* — IAMC-Otopeni.

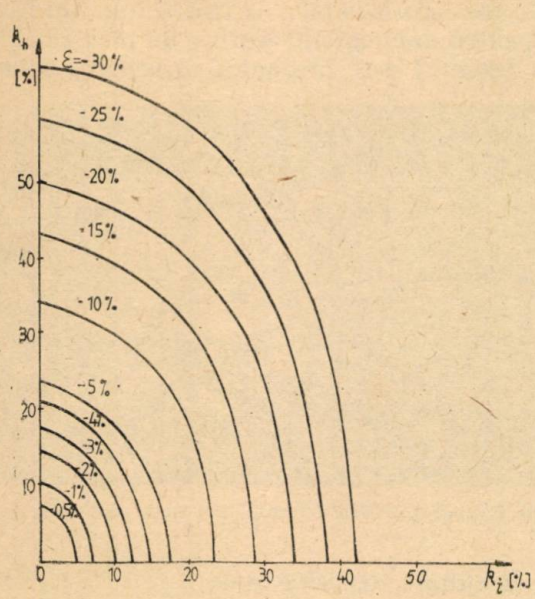


Fig. 1. Eroarea predeterminată ε.

Tensiunea la ieşirea filtrului $\underline{U}_{AB_0}$ este :

$$\underline{U}_{AB_0} = \underline{U}_d\left[\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}(1-a^2) + \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4}(a^2-a)\right] +$$

$$+\underline{U}_i\left[\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_2}(1-a) + \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_3+\underline{Z}_4}(a-a^2)\right], \qquad (8)$$

unde :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}.$$

Realizînd constructiv condiţiile :

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = R \;\; \underline{Z}_3 = R_2 \;\; \underline{Z}_4 = -jR_2\sqrt{3}, \qquad (9)$$

tensiunea la ieşirea filtrului devine :

$$U_{AB_0} = \frac{3}{2}U_d. \qquad (10)$$

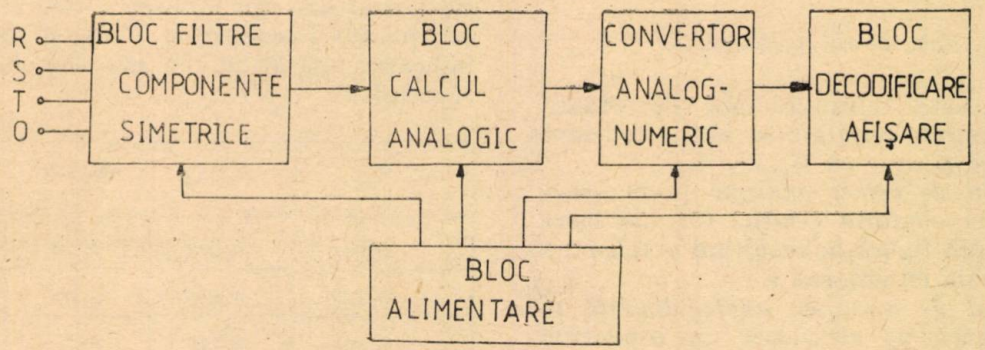


Fig. 2. Schema-bloc a aparatului.

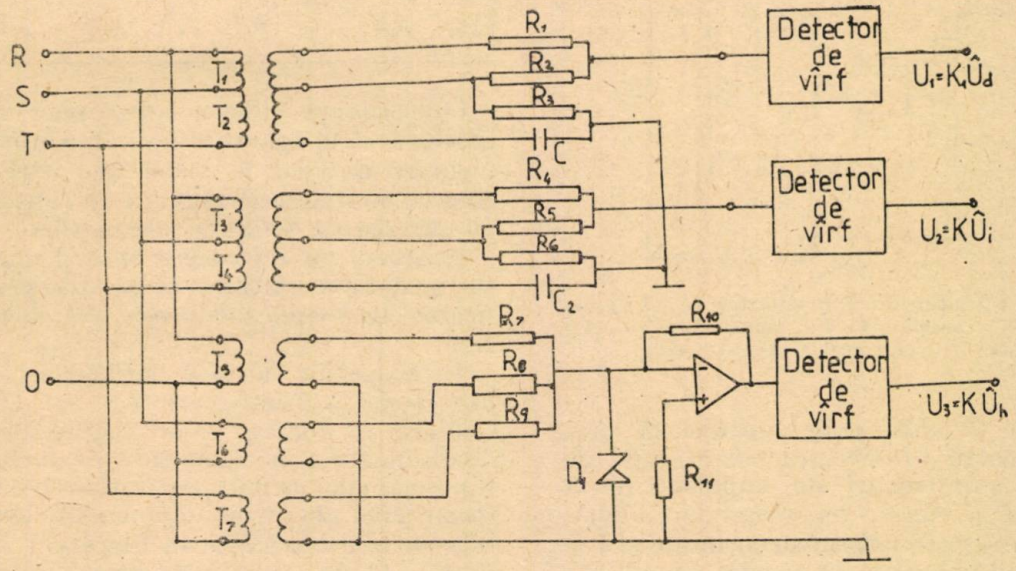


Fig. 3. Blocul filtrelor de componente simetrice.

Înlocuind faza R cu T:

$$U'_{AB_0} = \frac{3}{2} U_i. \qquad (11)$$

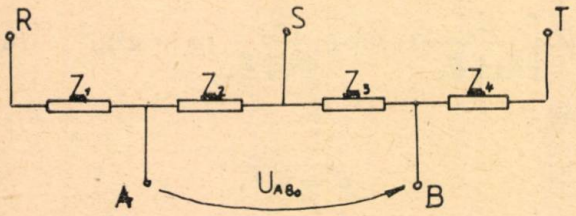


Fig. 4. Schema filtrului pentru U_d și U_i.

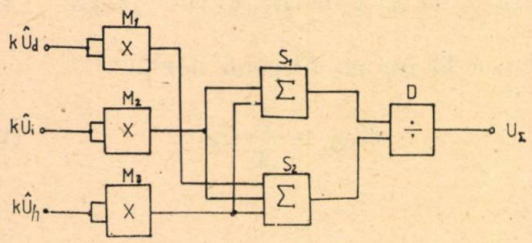


Fig. 5. Bloc de calcul analogic.

Aplicînd aceste tensiuni unor detectoare de vîrf, la ieșirea acestora se obțin tensiuni continue proporționale cu U_d, U_i, U_h.

2. 2. *Blocul de calcul analogic* prelucrează aceste tensiuni conform relației (5), pe baza schemei-bloc din figura 5, rezultînd o tensiune U_ε proporțională cu eroarea ε.

2. 3. *Blocul de conversie analog-digitală și memorare* (figura 6) utilizează un convertor tensiune-frecvență hibrid cu o caracteristică de transfer liniară în domeniul 0—10 V și liniaritate $\pm$ 0,01%. Generatorul de tact generează

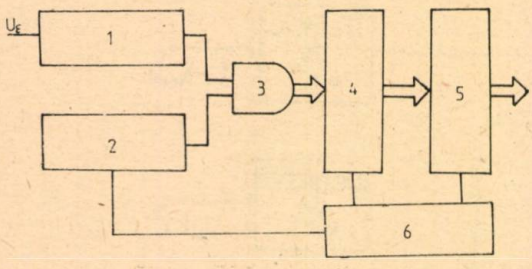


Fig. 6. Conversie A/N memorare; 1 — convertor; U/f; 2 — generator de tact; 3 — poartă SI; 4 — numărător; 5 — etaj memorare; 6 — etaj control transfer date.

impulsuri cu $T = 2$s, care controlează prin intermediul porții SI trecerea către etajul de numărare a unor trenuri de impulsuri de la convertorul U/f. Aceste impulsuri sînt numărate și memorate, transferul în memorie și inițializarea numărătorului la fiecare impuls de tact fiind comandate de circuitul 6.

Afișarea erorii se face cu trei celule tip FND 500 pentru domenii ale erorii ε de pînă la 10%.

În figura 7 este prezentat aparatul realizat.

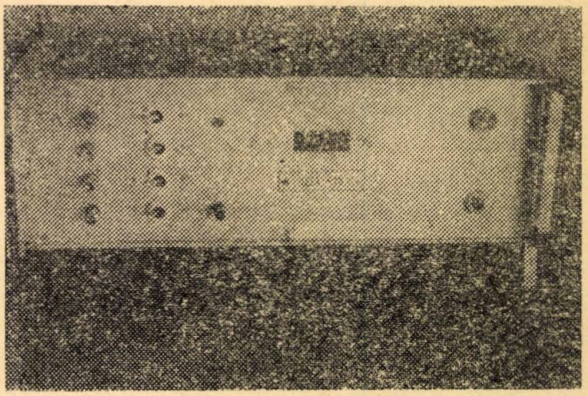


Fig. 7. Aparat pentru determinarea erorii suplimentare.

3. Rezultate experimentale

S-au creat diverse nesimetrii ale sistemului trifazat de tensiuni cu ajutorul stației de verificat contoare din dotarea Catedrei de Măsuri și Aparate Electrice, I. P. B, și s-a comparat indicația aparatului cu cea calculată teoretic (tabelul 1).

Tabelul 1

k_i	k_h	$\varepsilon_{calculat}$, %	ε_{aparat}, %
0,058	0,033	0,77	0,8
0,105	0,095	3,04	2,94
0,136	0,119	4,7	4,64
0,176	0,01	6,7	6,62
0,155	0,154	6,88	6,95
0,2	0,1	8,77	8,80

Concordanța bună a rezultatelor arată utilitatea acestui aparat în indicarea erorilor suplimentare ce apar la măsurarea energiei reactive cu contoare de inducție în rețele trifazate cu sisteme de tensiuni nesimetrice.

Aparatul se dovedește un instrument necesar în dotarea stațiilor de precizie pentru verificarea contoarelor trifazate de energie reactivă.

Investigațiile asupra nesimetriei tensiunilor rețelei trifazate efectuate în laboratorul Catedrei au indicat valori reduse ale gradelor de disimetrie k_i și asimetrie k_h, valorile maxime fiind mai mici de 0,01. Aparatul a indicat valori foarte mici ale erorii suplimentare ε comparabile cu cele observate în literatura de specialitate [4,] în cazul măsurătorilor în diferite sisteme energetice.

4. Concluzii

Metoda de calcul prezentată pentru eroarea suplimentară produsă de nesimetria sistemului de tensiuni la măsurarea energiei electrice reactive a permis realizarea unui aparat de măsură utilizabil atît în instalaţiile de verificare de precizie ale contoarelor trifazate de energie electrică, cît şi în măsurătorile din sistemul energetic.

Notaţii utilizate

Q_m — puterea reactivă măsurată;
Q — puterea reactivă reală;
U_d, U_i, U_h — componentele simetrice: directă, inversă şi homopolară ale sistemului trifazat de tensiuni;
I_d, I_i, I_h — componentele simetrice: directă, inversă şi homopolară ale sistemului trifazat de curenţi;
ε — eroarea suplimentară produsă de nesimetria tensiunilor;
k_i — grad de disimetrie;
k_h — grad de asimetrie.

Bibliografie

[1] *Popescu Al. Th.* Măsurări electrice. Fac. Electrotehnică, I. P. B., 1969.

[2] *Cepişcă C., Nichituc-Nicolescu D.* Aparat pentru determinarea erorilor suplimentare ale contoarelor trifazate de energie reactivă alimentate cu tensiuni nesimetrice. Comunicare la al 2-lea Simpozion Naţional de Metrologie, Bucureşti, 1984.

[3] *Mocanu, C. I.* Teoria circuitelor electrice. Bucureşti, E. D. P. 1979.

[4] *Tschappu, F.* Zusatzfehler beim Messen des Blindverbrauchs in Drehstrom — 4 — Leiternetzen bei Verwendung von Blindverbrauchszählern in Kunstschaltung Bul SEV Bd 60 nr. 7 1969.

Anexa 1

Relaţiile între puterea reactivă reală Q şi cea măsurată de contorul trifazat Q_m.

Unghi intern contor β	Contoare cu două sisteme tip CR 32	Contoare cu trei sisteme tip CR 43
$\frac{\pi}{3}$	$Q_m = Q - \frac{9}{2} q_{ii} - \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{ii}$	$Q_m = Q - \frac{9}{2} q_{ii} - \frac{9}{2} q_{hh} - \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{ii} + \frac{3\sqrt{3}}{2} p_{hh}$
$\frac{\pi}{2}$	$Q_m = Q - 6 q_{ii}$	$Q_m = Q - 6 q_{ii} - 3 q_{hh}$

unde:

p_{ii}, p_{hh}, q_{ii}, q_{hh} sînt puterile active şi reactive corespunzătoare componentelor inverse şi homopolare de curent şi tensiune.

CZ 621.369 : 536.5

METODA ELEMENTULUI FINIT
CONTROL OPTIMAL AL TEMPERATURII

Controlul optimal prin convecţie al temperaturii unei bare utilizînd metoda elementului finit

ION T. CÂRSTEA* — CRAIOVA

Introducere

Modelul matematic al sistemelor dinamice cu parametri distribuiţi (SDPD) este dat de un set de ecuaţii cu derivate parţiale, cu condiţii iniţiale şi pe frontieră specificate.

Conducerea acestor sisteme constă în menţinerea unui control precis al unor variabile fizice distribuite spaţial. Mărimile de comandă (intrare) şi perturbaţiile pot fi definite în interiorul unui domeniu spaţial, Ω, fixat sau în mişcare, şi/sau pe frontiera domeniului. Întrucît legătura SDPD cu mediul extern cel mai frecvent se face prin contact direct, conducerea se face prin comenzi definite pe frontiera domeniului. Controlul optimal presupune determinarea comenzii care să minimizeze (maximizeze) un criteriu de performanţă specificat. Obţinerea comenzii optime sub forma unei expresii analitice este posibilă numai pentru o clasă restrînsă de SDPD. În cazul general, soluţia problemei de control optimal se obţine apelînd la tehnici de calcul numeric. Metodele numerice impun atît discretizarea spaţială, cît şi temporală a variabilelor modelului matematic.

Metoda elementului finit este un caz particular al conceptului de discretizare spaţială şi face parte din clasa mai largă a metodelor de aproximare a funcţiei necunoscute printr-o combinaţie, de regulă liniară, de funcţii de bază. Aproximarea se poate face pe întreg domeniul spaţial sau pe subdomenii (elemente) finite ale domeniului spaţial iniţial. Precizia metodei depinde de numărul elementelor, forma aces-

* Ing. *Cârstea, T.* Facultatea de Electrotehnică, Universitatea din Craiova.

tora şi modul de aproximare a funcţiei necunoscute la nivelul fiecărui element.

În lucrare se prezintă problema controlului optimal al temperaturii unei bare unidimensionale cu comanda pe frontieră (convecţie). Condiţiile necesare de optim se formulează pe baza principiului minimului (Pontreaghin), iar discretizarea spaţială a ecuaţiilor de stare şi adjuncte se face utilizînd metoda elementului finit. Soluţia numerică se obţine folosind tehnici de gradient.

1. Formularea problemei

Se consideră o bară unidimensională de lungime l la care schimbul de căldură cu exteriorul se face prin convecţie. Temperatura barei $u(t, x)$ este funcţie atît de timp, cît şi de variabila spaţială x. Fenomenul de propagare a căldurii este descris de ecuaţia cu derivate parţiale de tip parabolic [1]:

$$\frac{\partial u(t, x)}{\partial t} = \alpha \frac{\partial^2 u(t, x)}{\partial x^2};$$

$$(t, x) \in Q = [0, t_f] \times, [0, l], \qquad (1)$$

cu α — coeficientul difuziei termice iar t_f — timpul final fixat.

Pentru ecuaţia (1) se dau condiţiile iniţiale (CI) şi pe frontieră (CF):

$$CI: u(0, x) = u_0(x) \quad x \in (0, l) \qquad (2)$$

$$CF: \left.\frac{\partial u}{\partial x}\right|_{x=0} = 0 \qquad (3)$$

$$\left.\frac{\partial u}{\partial x}\right|_{x=l} = \beta [v(t) - u(t, l)], \qquad (4)$$

unde $v(t)$ este temperatura mediului înconjurător, iar β este coeficientul de schimb termic.

Se consideră următorul criteriu de performanţă:

$$J(v) = p_1 \int_0^l [u(t_f, x) - u_D(x)]^2 dx + p_2 \int_0^{t_f} v^2(t)\, dt, \qquad (5)$$

cu $u_D(x)$ — funcţie cunoscută ce reprezintă tempeatura dorită la sfîrşitul intervalului de control $[0, t_f]$, iar p_1 şi p_2 sînt constante pozitive şi reprezintă ponderile cu care intervin eroarea şi restricţiile energetice în evaluarea funcţionalei (5).

Se va considera că mărimile de comandă $v(t)$ aparţin spaţiului Hilbert al funcţiilor de pătrat integrabil definite pe $[0, t_f)$, adică $H = L_2 [0, t_f]$; $u(\cdot, x) \in H$, pentru orice $x \in [0, l]$. iar $u(t, \cdot) \in L_2 [0, l]$.

Mărimile de intrare $v(t)$, care satisfac anumite restricţii fizice, formează clasa funcţiilor admisibile $V(t)$.

Problema controlului optimal se formulează astfel:

Să se determine comanda optimă $v^*(t)$ din clasa funcţiilor admisibile V care să minimizeze funcţionala (5) în condiţiile (1) — (4).

Condiţiile necesare de optim se formulează pe baza principiului minimului. Pentru aceasta se defineşte Hamiltonianul problemei:

$$H(v, x) = \alpha \cdot \beta \cdot \lambda(t, x)\, v(t) + p_2\, v^2(t). \qquad (6)$$

Funcţia de stare adjunctă $\lambda(t, x)$ este soluţia problemei [2]:

$$\frac{\partial \lambda(t, x)}{\partial t} = -\alpha \frac{\partial^2 \lambda(t, x)}{\partial x^2}; \quad (t, x) \in Q, \qquad (7)$$

$$\left.\frac{\partial \lambda}{\partial x}\right|_{x=0} = 0; \quad \left.\frac{\partial \lambda}{\partial x}\right|_{x=l} = -\beta \cdot \lambda(t, l);$$

$$t \in (0, t_f), \qquad (8)$$

$$\lambda(t_f, x) = 2p_1 [u(t_f, x, v) - u_D(x)]; \; x \in [0, l). \qquad (9)$$

Comanda optimă $v^*(t)$, care minimizează pe $J(v)$, verifică condiţia:

$$H(v^*(t), \lambda(t, l, v^*)) = \min_{v \in V} H(v(t), \lambda(t, l, v)). \qquad (10)$$

Mai mult, folosind calculul variaţional se arată că:

$$J'(v) = \frac{\partial H}{\partial v}(v, (t), \lambda(t, l, v)). \qquad (11)$$

În cazul în care nu se impun restricţii pentru $v(t)$, condiţia (10) de minim pentru H, devine:

$$\frac{\partial H}{\partial v^*} = 0.$$

Determinarea efectivă a comenzii $v^*(t)$ impune rezolvarea unei probleme bilocale. Se cunosc mai multe metode de rezolvare a acestei probleme, dar indiferent de metodă, pentru implementarea numerică a acestor algoritmi este necesară discretizarea spaţială şi temporală a variabilelor de stare şi adjuncte.

2. Metoda proiecţiei gradientului

Obţinerea comenzii optime $v^*(t)$ se face printr-un procedeu iterativ. Notînd cu v_k valoarea lui v la iteraţia $k-a$, metoda gradientului sau a descreşterii celei mai rapide pentru aflarea minimului funcţionalei (5), presupune construirea şirului $\{v_k\}$ după relaţia:

$$v_{k+1} = v_k - s_k \cdot J'(v_k), \quad k = 0, 1, \ldots$$

cu v_0 — aproximarea inițială, iar s_k — o constantă pozitivă egală cu mărimea pasului de înaintare pe direcția antigradientului la iterația $k - a$, care se determină printr-un procedeu de minimizare unidimensională :

$$f_k(s_k) = \inf_{s \geq 0} f_k(s), \quad f_k(s) = J(v_k - s \cdot J'(v_k)). \quad (11)$$

În probleme concrete mărimea de comandă $v(t) \in V \subset H$, cu $V(t)$, este cel mai frecvent, o mulțime de forma :

$$V(t) = \{v(t) \mid v_{min} \leqslant v(t) \leqslant v_{max}, t, \in [0, t_f]\}. \quad (12)$$

Metoda proiecției gradientului [2] constă în construirea șirului $\{v_k\}$ după regula :

$$v_{k+1} = P_V(v_k - s_k \cdot J'(v_k)); \; k = 0, 1, \ldots \quad (13)$$

unde prin $P_V(\cdot)$ s-a notat operatorul de proiecție pe mulțimea V. Pentru $V(t)$ de forma (12), metoda proiecției gradientului ia următoarea formă :

$$v_{k+1}(t) = \begin{cases} v_{min} \text{ pentru } v_k - s_k \cdot J'(v_k) < v_{min} \\ v_k - s_k \cdot J'(v_k) \text{ pentru } v_{min} \leqslant v_k - s_k \cdot J'(v_k) \leqslant v_{max} \\ v_{max} \text{ pentru } v_k - s_k \cdot J'(v_k) > v_{max}, \end{cases} \quad (14)$$

cu : $J'(v) = \alpha \cdot \beta \cdot \lambda(t, l, v) + 2p_2 \, v(t)$.

3. Discretizarea spațială utilizînd metoda elementului finit

Metoda elementului finit constă în discretizarea domeniului spațial Ω într-un număr finit de subdomenii, numite elemente finite, iar la nivelul fiecărui element se aproximează funcția necunoscută printr-o combinație, de regulă liniară, de valorile acesteia în anumite puncte (noduri), în interiorul și pe frontiera elementului [3].

În cazul spațiului unidimensional cu $\Omega = [0, l]$, elementele sînt intervale $[x_i, x_j]$ cu x_i și x_j noduri ale diviziunii intervalului $[0, l]$. La nivelul fiecărui element e se face aproximarea [4] :

$$u^e(t, x) = [N(x)]^e \cdot \{u(t)\}^e, \quad (15)$$

cu : $[N]$ — vector linie cu componentele N_i și N_j, funcții de interpolare cunoscute ;
$\{u\}$ — vector coloană cu componentele $u_i(t)$ și $u_j(t)$, valorile nodale ale funcției necunoscute $u(t, x)$ în nodurile x_i și x_j.

Folosind procedeul lui Galerkin, de minimizare a erorii de aproximare, ecuațiile de stare (1) devin :

$$A^e \{u\}^e + B^e \{\dot{u}\}^e + \{d\}^e = 0, \quad (16)$$

cu A^e și B^e — matrice 2×2 iar $\{d\}^e$ — vector coloană de dimensiune 2, avînd componentele [5] :

$$a_{ij}^e = \int_{x_i}^{x_j} \frac{\partial N_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial N_j}{\partial x} dx = \frac{(-1)^{i+j}}{\Delta x}, \quad (17)$$

$$b_{ij}^e = \int_{x_i}^{x_j} \frac{1}{\alpha} \cdot N_i \, N_j \, dx = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\Delta x}{6} \cdot (1 + \delta_{ij}), \quad (18)$$

$$d_i^e = \frac{\partial u}{\partial x}\bigg|_{x_i}; \qquad d_2 = -\frac{\partial u}{\partial x}\bigg|_{x_j},$$

δ_{ij} — simbolul lui Kronecker ; $\Delta x = x_j - x_i$.

Prin asamblarea ecuațiilor în elemente finite, rezultă un sistem de ecuații diferențiale ordinare de forma :

$$A\{u\} + B\{\dot{u}\} + \{d\} = 0, \quad (19)$$

unde vectorul d are n (numărul nodurilor diviziunii) componente, numai cu $d_n \neq 0$:

$$d_n = -\beta \cdot v(t) + \beta \cdot u(t, l). \quad (20)$$

Condiția inițială pentru (19) se obține din (2) :

$$\{u(0)\} = \{u_0(x_i)\}. \quad (21)$$

Ecuațiile de stare adjuncte (7) se discretizează în mod asemănător folosind aproximarea [4] :

$$\lambda^e(t, x) = [N(x)]^e \cdot [\lambda(t)]^e.$$

Se obține sistemul de ecuații diferențiale ordinare :

$$-A^e \{u\}^e + B^e \{\dot{\lambda}\}^e + \{g\}^e = 0, \quad (22)$$

$$\text{cu : } g_1 = -\frac{\partial \lambda}{\partial x}\bigg|_{x_i}; \qquad g_2 = \frac{\partial \lambda}{\partial x}\bigg|_{x_j}.$$

În urma asamblării, rezultă un sistem de forma :

$$-A \cdot \{\lambda\} + B \cdot \{\dot{\lambda}\} + \{g\} = 0. \quad (23)$$

Cu vectorul g avînd n componente, dintre care numai $g_n \neq 0$ și $g_n(t) = -\beta \cdot \lambda(t, l)$. (24)

Înlocuind (24) în (23) se obține un sistem de forma :

$$-C \cdot \{\lambda\} + B \cdot \{\dot{\lambda}\} = 0, \quad (25)$$

cu matricea C avînd componentele $c_{ij} = a_{ij}$, $c_{nn} = a_{nn} + \beta$.
Sistemul (25) se rezolvă cu condiţia finală (9) care devine :

$$\{\lambda(t_f)\} = 2p_1 \ [\{u(t_f)\} - u_D(x_i)]. \qquad (26)$$

4. Discretizarea temporală

Discretizarea spaţială a procesului de difuzie a căldurii aproximează modelul cu parametri distribuiţi printr-un model cu parametri concentraţi, precizia aproximării depinzînd de numărul elementelor şi de modul de aproximare a temperaturii în fiecare element. Utilizarea calculatoarelor numerice în soluţionarea problemei implică discretizarea temporală a variabilelor modelului cu parametri concentraţi. În cele ce urmează se utilizează metoda Crank-Nicholson [6].

Ecuaţiile de stare (19) devin :

$$\left(B + \frac{\Delta t}{2} A\right)\{u\}^{k+1} = \left(B - \frac{\Delta t}{2} A\right)\cdot\{u\}^k - \frac{\Delta t}{2}(\{d\}^k + \{d\}^{k+1}), \qquad (27)$$

$$\{u\}^\circ = \{u(0)\} \qquad k = 0,\ 1,\ \ldots\ (m-1)$$

unde cu supraindicele k s-a notat valoarea lui $\{u\}$ la momentul t_k, m fiind numărul de subdiviziuni ale intervalului $[0,\ t_f]$, iar $\Delta t = t_{k+1} - t_k$.

În mod asemănător, ecuaţiile de stare adjuncte (25) devin :

$$\left(B - \frac{\Delta t}{2}\cdot C\right)\cdot\{\lambda\}^{k+1} = \left(B + \frac{\Delta t}{2} C\right)\cdot\{\lambda\}^k . \qquad (28)$$

$$\{\lambda\}^m = \lambda(t_f)\}\ ;\ k = (m-1),\ \ldots,\ 1,\ 0.$$

5. Algoritm de calcul numeric

În problemele de optimizare, metodele tip gradient s-au dovedit a fi cele mai eficiente. În fiecare din metode ideea este de a rezolva o secvenţă de probleme în care o parte din condiţiile de optimalitate sînt nesatisfăcute, dar care în final, printr-un procedeu iterativ vor fi îndeplinite. Bazat pe metoda proiecţiei gradientului prezentată în § 3, algoritmul de calcul numeric cuprinde următorii paşi :

1. Se selectează o comandă iniţială $\{v(t_i)\}^\circ, i = 0, 1, \ldots (m-1)$.
Se pune $j = 0$.

2. Se integrează în sens „direct" ecuaţiile de stare (27).

3. Se integrează sistemul adjunct (28) în sens invers.

4. Se calculează direcţia de deplasare la iteraţia $j-a$:

$$J'(v_j) = \alpha\,.\beta\,.\lambda_n(t_k, v_j) + 2p_2 v_j.$$

5. Se calculează mărimea pasului s_j utilizînd un procedeu de minimizare unidimensională pentru :

$$f_j(s) = J(P_v(v_j - s\cdot J'(v_j)).$$

6. Se calculează v_{j+1} cu (14) şi dacă $\| v_{j+1}(t_k)\| \leqslant \varepsilon$, $k = 0,\ 1,\ \ldots\ (m-1)$, atunci $v^* = v_j$ şi STOP, altfel se execută pasul 7.

7. Se consideră $v_{j+1}(t_k) = P_v(v_j - s_j\cdot J'(v_j))$ şi se trece la pasul 2.

Condiţia de oprire la pasul 6 se poate înlocui printr-o condiţie similară pentru $J(v_j)$, cu $\varepsilon > 0$, constantă dată.

Minimizarea unidimensională la pasul 5 se poate realiza prin mai multe procedee, dar procedeul cel mai practic constă în alegerea unei valori iniţiale pentru s, testarea monotoniei lui $J(v)$, adică $J(v_{j+1}) < J(v_j)$ şi modificarea lui s, încît să fie îndeplinită condiţia de monotonie.

6. Exemple de calcul

Algoritmul dezvoltat în lucrare a fost aplicat în cazul a două exemple : primul pentru o bară construită dintr-un singur material, iar al doilea pentru o bară construită din două materiale diferite. Simulările numerice s-au făcut utilizînd limbajul FORTRAN IV şi au fost rulate pe un calculator FELIX C—256.

Exemplul 1. Bara este dintr-un singur material, iar parametrii modelului au valorile : $1 = 0{,}9$ m, $\alpha = 1\ s/\text{m}^2$; $\beta = 1$; $t_f = 1{,}8$ s ; $u_0 = 0$, $u_D(x) = 2°$. Rezultatele simulării sînt prezentate în tabelul 1, cu pasul $\Delta t = 0{,}2$, iar $\Delta x = 0{,}1$.

Valoarea minimă a lui $J(v)$ este 3,107.

Tabelul 1

t_k	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6
$v(t_k)$	0,184	0,576	0,275	0,512	0,401	0,705	0,574	0,988	0,768

Tabelul 2

t_k	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6
$v(t_k)$	0,383	0,566	0,474	0,692	0,582	0,853	0,705	1,060	0,818

Exemplul 2. Bara este construită din două materiale diferite cu $\alpha_1 = 0{,}5$ şi $\alpha_2 = 1$, ceilalţi parametri ai modelului s-au menţinut. În tabelul 2 se dau rezultatele simulării, valoarea minimă a lui $J(v)$ fiind 3,222.

7. Concluzii

Discretizarea spaţială, utilizînd metoda elementului finit, oferă avantaje faţă de metode similare, cum ar fi metoda diferenţelor finite. Avantajele apar clar în cazul domeniilor spaţiale cu frontiere curbe şi cu proprietăţi de material neomogene. Elementele se pot alege astfel încît în interiorul acestora să nu existe neomogenităţi de material şi, ca urmare algoritmul de calcul rămîne invariant.

Precizia metodei se poate îmbunătăţi mărind numărul elementelor şi alegînd la nivelul fiecărui element aproximarea cea mai convenabilă (polinoame, funcţii spline, polinoame Hermite etc.), astfel încît să prindă eventualele nesingularităţi ale funcţiei $u(t, x)$. Se pot rezolva în acelaşi mod probleme de control optimal cu mărimile de comandă-funcţii generalizate (cazul şocurilor termice).

În lucrare s-a abordat controlul optimal pe frontieră şi anume prin convecţie. Controlul prin radiaţie face obiectul unor studii viitoare, problema de control optimal devenind neliniară [4].

Bibliografie

[1] *Vladimirov, V. S.* Ecuaţiile fizicii matematice, Bucureşti, 1980.

[2] *Vasiliev, F. P.* Metodi reşenia extremalnih zadaci. Moscova, 1981.

[3] *Huebner, K. H.* The finite element method for engineers, New York, 1975.

[4] *Cavin, R. K. Tandon, S. C.* Distributed parameter system optimum design via finite element discretization În ; Automatica, vol. 13, november 1977, IFAC.

[5] *Cârstea, I. T.* Optimizarea sistemelor dinamice cu parametri distribuiţi prin metoda elementelor finite. În ; Electrotehnica, Electronica, Automatica, nr. 6, august 1984.

[6] *Marciuk, I. G.* Metode de analiză numerică, Editura Academiei R. S. R., Bucureşti 1983.

CZ 621. 313.2 : 621.316.8

ACŢIONĂRI ELECTRICE
CALCUL REOSTAT
ALGORITM

Algoritm pentru calculul reostatului de pornire a acţionării cu motor de curent continuu cu excitaţie-serie

GHEORGHE MANOLEA, PROFIR DEGERATU, ALEXANDRU BITOLEANU, SILVIU ŢOLESCU*—CRAIOVA

Introducere

Deoarece ecuaţia care descrie funcţionarea motorului de curent continuu cu excitaţie-serie este neliniară, calculul reostatului de pornire se face în mod obişnuit prin metode grafice. Cînd acceleraţia la pornire trebuie respectată riguros, determinarea grafică a treptelor reostatului de pornire se face prin tatonări obositoare, rezultatele fiind afectate de erorile specifice acestei categorii de metode. Pornind de la aceste inconveniente s-au stabilit metode grafoanalitice [3], sau analitice [1] pentru calculul reostatului de pornire. Avînd în vedere că informaţiile primare privind motorul de acţionare se dau sub formă grafică sau tabelară, în lucrare se prezintă un algoritm complet de calcul analitic al reostatului de pornire la acţionarea cu motor de curent continuu cu excitaţie-serie, pornind de la aceste informaţii.

1. Prezentarea metodei analitice

Principiul metodei a fost stabilit prin înlocuirea caracteristicilor mecanice de pornire prin cîte o dreaptă care trece prin punctele de coordonate (I_{max}, Ω_i), (I_{min}, Ω_{i+1}). Se poate demonstra că toate aceste drepte se intersectează într-un singur punct de coordonate (I_0, Ω_0). Pentru aceasta se consideră două caracteristici electromecanice de pornire (fig. 1) şi se scriu ecuaţiile celor două drepte, determinate

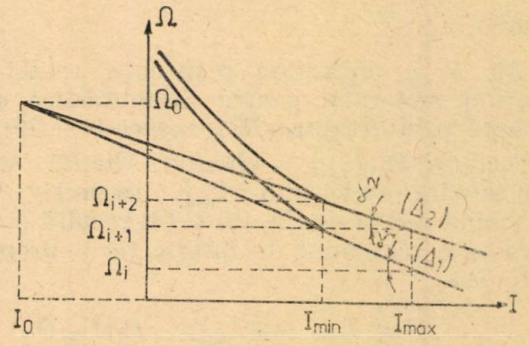


Fig. 1. Explicativă pentru stabilirea principiului metodei.

de punctul (I_{min}, Ω_{i+1}) şi direcţia m_1, respectiv punctul (I_{max}, Ω_{i+1}) şi direcţia m_2 :

$$(D1) \qquad \Omega = m_1(I - I_{min}) + \Omega_{i+1}$$

$$(D2) \qquad \Omega = m_2(I - I_{max}) + \Omega_{i+1}. \qquad (1)$$

*Prof., dr. ing. *Manolea, Gh.*, dr. ing. *Degeratu*, Pr., ing. *Bitoleanu, Al.*, ing. *Tolescu, S.*, Universitatea din Craiova, Facultatea de Electrotehnică

Pentru determinarea coordonatelor punctului de intersecţie a celor două drepte se caută soluţiile sistemului (1). Se observă că :

$$m_1(I - I_{min}) = m_2(I - I_{max}), \qquad (2)$$

respectiv :

$$I = \frac{m_1 \cdot I_{min} - m_2 \cdot I_{max}}{m_1 - m_2}. \qquad (3)$$

Ţinînd seama că :

$$m_1 = -\operatorname{tg}\alpha_1; \qquad m_2 = -\operatorname{tg}\alpha_2, \qquad (4)$$

rezultă :

$$m_1 = \frac{\Omega_i - \Omega_{i+1}}{I_{max} - I_{min}}; \quad m_2 = \frac{\Omega_{i+1} - \Omega_{i+2}}{I_{max} - I_{min}}. \qquad (5)$$

De asemenea, utilizînd ecuaţiile caracteristicilor electromecanice reostatice [2] se stabilesc expresiile vitezelor de trecere de pe o caracteristică de pornire pe următoarea caracteristică reostatică :

$$\Omega_i = \left(1 - \frac{R_i \cdot I_{max}}{U_N}\right) \cdot \Omega_l(I_{max}), \qquad (6)$$

$$\Omega_{i+1} = \left(1 - \frac{R_i \cdot I_{min}}{U_N}\right) \Omega_l(I_{min}) =$$

$$= \left(1 - \frac{R_{i+1} \cdot I_{max}}{U_N}\right) \cdot \Omega_l(I_{max}), \qquad (7)$$

$$\Omega_{i+2} = \left(1 - \frac{R_{i+1} \cdot I_{min}}{U_N}\right) \cdot \Omega_l(I_{min}), \qquad (8)$$

unde :

R_i, R_{i+1} reprezintă rezistenţa totală din indusul motorului pentru caracteristica aproximată prin dreapta (*D1*), respectiv (*D2*);

$\Omega_l(I_{min})$, $\Omega_l(I_{max})$ — vitezele — limită corespunzătoare curentului I_{min}, respectiv I_{max}.

Ţinînd seama de (2), (5) şi (3) rezultă o coordonată a punctului de intersecţie a dreptelor *D1*, *D2*.

$$I_0 = \frac{I_{min} \cdot I_{max} \cdot [\Omega_l(I_{max}) - \Omega_l(I_{min})]}{I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max}) - I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})}. \qquad (9)$$

Luînd în considerare (5), (6), (7) şi (1), rezultă cea de a doua coordonată de intersecţie a dreptelor prin care se aproximează caracteristicile reostatice de pornire :

$$\Omega_0 = \frac{\Omega_l(I_{max}) \cdot \Omega_l(I_{min}) \cdot [I_{max} - I_{min}]}{I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max}) - I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})}. \qquad (10)$$

Considerînd n caracteristici de pornire aproximate prin drepte (fig. 2) se observă că :

$$\begin{aligned} \overline{a_{n+1}, a_n} &= \overline{a_{n+1}, a_1} - \overline{a_n, a_1} \\ \overline{a_n, a_{n-1}} &= \overline{a_n, a_1} - \overline{a_{n-1}, a_1} \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \overline{a_3, a_2} &= \overline{a_3, a_1} - \overline{a_2, a_1}. \end{aligned} \qquad (11)$$

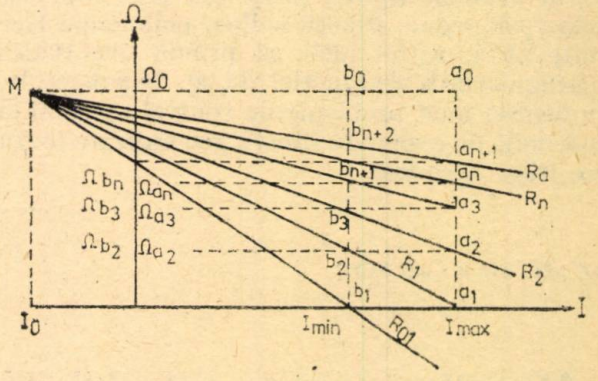


Fig. 2. Explicativă pentru formularea metodei de calcul analitic al reostatului de pornire.

$$\begin{aligned} \overline{b_{n+2}, b_{n+1}} &= \overline{b_{n+2}, b_1} - \overline{b_{n+1}, b_1} \\ \overline{b_{n+1}, b_n} &= \overline{b_{n+1}, b_1} - \overline{b_n, b_1} \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \overline{b_3, b_2} &= \overline{b_3, b_1} - \overline{b_2, b_1}, \end{aligned} \qquad (12)$$

respectiv :

$$\begin{aligned} \overline{a_{n+1}, a_n} &= \overline{b_{n+1}, b_n} \\ \overline{a_n, a_{n-1}} &= \overline{b_n, b_{n-1}} \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \overline{a_3, a_2} &= \overline{b_3, b_2} \\ \overline{a_2, a_1} &= \overline{b_2, b_1} \end{aligned} \qquad (13)$$

Totodată, din asemănarea triunghiurilor ΔMa_0a_i, ΔMb_0b_{i+1}, $(i = 1 \ldots n+1)$ rezultă :

$$\frac{\overline{Ma_0}}{\overline{Mb_0}} = \frac{\overline{a_{n+1}\,a_n}}{\overline{b_{n+2}\,b_{n+1}}} = \frac{\overline{a_n a_{n-1}}}{\overline{b_{n+1}\,b_n}} = \ldots =$$

$$= \frac{\overline{a_3 a_2}}{\overline{b_4 b_3}} = \frac{\overline{a_2 a_1}}{\overline{b_3 b_2}} = \gamma. \qquad (14)$$

Exprimînd egalităţile (11) şi (12), prin intermediul ecuaţiilor electromecanice de pornire, se obţine :

$$\Omega_{a_{n+1}} - \Omega_{a_n} = \left[1 - \frac{R_a}{U_N} \cdot I_{max}\right] \cdot \Omega_l(I_{max}) -$$

$$-\left[1 - \frac{R_a + r_n}{U_N} \cdot I_{max}\right] \cdot \Omega_l(I_{max}) =$$

$$= \frac{r_n \cdot I_{max}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{max}),$$

$$\Omega_{a_n} - \Omega_{a_{n-1}} = \frac{r_{n-1}}{U_N} \cdot I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max}),$$

$$\vdots$$

$$\Omega_{a_3} - \Omega_{a_2} = \frac{r_2}{U_N} \cdot I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max}),$$

respectiv :

$$\Omega_{b_{n+2}} - \Omega_{b_{n+1}} = \left[1 - \frac{R_a}{U_N} \cdot I_{min}\right] \cdot \Omega_l(I_{min}) -$$

$$-\left[1 - \frac{R_a + r_n}{U_N} \cdot I_{min}\right] \cdot \Omega_l(I_{min}) =$$

$$= \frac{r_n \cdot I_{min}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{min}),$$

$$\Omega_{b_{n+1}} - \Omega_{b_n} = \frac{r_{n-1} \cdot I_{min}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{min})$$

$$\vdots$$

$$\Omega_{b_3} - \Omega_{b_2} = \frac{r_1 \cdot I_{min}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{min}).$$

Avînd în vedere ecuaţia (14) se obţine şirul de rapoarte :

$$\frac{r_n \cdot I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max})}{r_n \cdot I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})} = \frac{r_{n-1} \cdot I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max})}{r_{n-1} \cdot I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})} = \ldots =$$

$$= \frac{r_1 \cdot I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max})}{r_1 \cdot I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})} = \gamma,$$

unde $r_1, \ldots r_n$ sînt rezistenţele treptelor reostatului de pornire. Se obţine, în final, relaţia de calcul a raţiei :

$$\gamma = \frac{I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max})}{I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})}. \qquad (15)$$

Ţinînd seama că :

$$\Omega_{b_{n+1}} = \Omega_{a_{n+2}} 1 ; \quad \Omega_{b_n} = \Omega_{a_n} ; \ldots \Omega_{b_3} = \Omega_{a_3} ;$$

$$\Omega_{b_2} = \Omega_{a_2} ; \quad \Omega_{b_1} = \Omega_{a_1} ;$$

rezultă :

$$\left[1 - \frac{R_n \cdot I_{min}}{U_N}\right]\Omega_l(I_{min}) = \left[1 - \frac{R_a \cdot I_{max}}{U_N}\right]\Omega_l(I_{max}),$$

$$\left[1 - \frac{R_{n-1} \cdot I_{min}}{U_N}\right]\Omega_l(I_{min}) = \left[1 - \frac{R_n \cdot I_{max}}{U_N}\right]\Omega_l(I_{max}),$$

$$\vdots$$

$$\left[1 - \frac{R_1 \cdot I_{min}}{U_N}\Omega_l(I_{min}) = \left[1 - \frac{R_2 \cdot I_{max}}{U_N}\right]\Omega_l(I_{max}),\right.$$

$$\left[1 - \frac{R_0 \cdot I_{min}}{U_N}\Omega_l(I_{min}) = \left[1 - \frac{R_1 \cdot I_{max}}{U_N}\right]\Omega_l(I_{max}),\right.$$

unde :

$$R_0 = U_N / I_{min}.$$

Din aceste relaţii se obţine şirul :

$$\frac{R_n \cdot I_{min}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{min}) - \frac{R_a \cdot I_{max}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{max}) =$$

$$= \frac{R_{n-1} \cdot I_{min}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{min}) -$$

$$-\frac{R_n \cdot I_{max}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{max}) = \ldots = \frac{R_1 \cdot I_{min}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{min}) -$$

$$-\frac{R_2 \cdot I_{max}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{max}) = \frac{R_0 \cdot I_{min}}{U_N}\Omega_l(I_{min}) -$$

$$-\frac{R_1 \cdot I_{max}}{U_N} \cdot \Omega_l(I_{max}) = \Omega_l(I_{min}) - \Omega_l(I_{max}). \qquad (16)$$

Înmulţind fiecare termen al şirului cu $U_N / I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})$ şi ţinînd seama de (15) se obţine :

$$R_n - \gamma R_a = R_{n-1} - \gamma R_n = \ldots =$$

$$= R_2 - \gamma R_3 = R_1 - \gamma R_2 = R_0 - \gamma R_1. \qquad (17$$

De aici se explicitează rezistenţele de pornire :

$$R_2 = R_1 \frac{\gamma + 1}{\gamma} - R_0 \frac{1}{\gamma},$$

$$R_3 = R_2 \frac{\gamma + 1}{\gamma} - R_1 \frac{1}{\gamma}, \qquad (18)$$

$$\vdots$$

$$R_n = R_{n-1} \frac{\gamma + 1}{\gamma} - R_{n-2} \frac{1}{\gamma}$$

iar, în final, rezultă :

$$R_1[1 + \gamma + \gamma^2 + \ldots + \gamma^n] =$$

$$= R_0[1 + \gamma + \gamma^2 + \ldots + \gamma^{n-1}] + \gamma^n \cdot R_a. \quad (19)$$

Din (18) se stabileşte relaţia de calcul a numărului de trepte :

$$n = \frac{\ln \dfrac{R_0 - R_a}{R_0 + R_a(\gamma + 1) - R_1}}{\ln \gamma} \cdot \gamma. \quad (20)$$

2. Algoritmul de aplicare a metodei

Pentru calculul analitic al reostatului de pornire la acţionarea cu motor de curent continuu cu excitaţie-serie se parcurg următoarele etape :

a — se calculează cuplul mediu de pornire :

$$M_p = M_s + J \cdot \varepsilon,$$

unde : M_s este cuplul static ; J — momentul de inerţie al sistemului ; ε — acceleraţia de pornire ;

b — din caracteristica $M = f(I)$ se determină curentul mediu de pornire I_p şi curentul I_s corespunzător cuplului static ;

c — se adoptă $I_{max} = (1{,}8 \ldots 2{,}2)\, I_N < I_{max.\,ad}$;

d — se calculează I_{min} din ipoteza că I_p este media geometrică a limitelor I_{min} şi I_{max}. :

$$I_{min} = I_p^2 / I_{max}.$$

Dacă condiţia $I_{min} > 1{,}1 \cdot I_s$ este îndeplinită se trece la pasul următor, iar dacă nu este îndeplinită se modifică I_{max} şi se reia calculul ;

e — se determină vitezele limită $\Omega_l(I_{min})$, $\Omega_l(I_{max})$;

f — se calculează rezistenţele $R_1 = U_N / I_{max}$, $R_0 = U_N / I_{min}$, raţia :

$$\gamma = \frac{I_{max} \cdot \Omega_l(I_{max})}{I_{min} \cdot \Omega_l(I_{min})}$$

şi numărul de trepte :

$$n = \frac{\ln \dfrac{R_0 - R_a}{R_0 + R_a(\gamma + 1) - R_1}}{\ln \gamma} \cdot \gamma.$$

De la acest pas algoritmul se poate aplica în două variante după cum reostatul este calculat direct de utilizator (varianta 1), sau cu ajutorul unui calculator (varianta 2) :

varianta 1

g — se adoptă $n = [n] + 1$;

h — se calculează rezistenţa de accelerare (fig. 2) din condiţia :

$$\Omega_{a_{n+1}} = \Omega_{b_{n+1}},$$

$$R_n = \frac{U_N[\Omega_l(I_{min}) - \Omega_l(I_{max})] + R_a \cdot I_{max}\Omega_l(I_{max})}{I_{min}\Omega_l(I_{min})},$$

i — se calculează celelalte rezistenţe de accelerare $R_{n-1}, R_{n-2}, \ldots R_1$ din egalităţile (17) scrise sub formă de recurenţă :

$$R_{k-1} = [\gamma + 1]R_k - \gamma \cdot R_{k+1}; \qquad k = n,2$$

şi ţinînd seama că pentru $k = n$, $R_{k+1} = R_a$;

j — se calculează curentul de pornire pe prima treaptă :

$$I_{p_1} = \frac{U_N}{R_1} < I_{max}.$$

varianta 2

g — se verifică condiţia $|n - [n]| < 0{,}01$. Dacă condiţia este îndeplinită înseamnă că cele două limite s-au ales astfel încît n să fie un număr întreg şi se trece la pasul *i*, iar dacă nu este îndeplinită se trece la pasul *h* ;

h — se verifică condiţia $n - [n] > 0{,}5$. Dacă este îndeplinită condiţia se creşte I_{max} şi se revine la pasul *d*, iar dacă nu este îndeplinită se micşorează I_{max} şi se revine la pasul *d* ;

i — se calculează celelalte rezistenţe de accelerare cu relaţiile (18) şi rezistenţele treptelor cu relaţia de recurenţă :

$$r_k = R_k - R_{k+1}.$$

3. Aplicarea algoritmului

Pentru verificarea metodei şi algoritmului propus s-a întocmit schema logică (fig. 3), iar pe baza acesteia două programe corespunzătoare variantei 1 şi variantei 2, scrise în limbaj BASIC şi implementate pe sistemul M18. În subrutina INTERCRT se calculează, prin interpolare polinomială, din caracteristica $M = f(I)$, curentul corespunzător unui cuplu dat : cuplul mediu de pornire M_p şi cuplul static M_s. În subrutina INTERVIT se determină prin interpolare polinomială, din caracteristica limită, viteza limită corespunzătoare unui curent dat : I_{min}, I_{max} sau orice altă valoare din domeniul de definiţie $I_j = j \cdot I_N/4$. După calcularea numărului de trepte şi a rezistenţelor, conform variantei 1 sau variantei 2, se calculează cîteva puncte aparţinînd caracteristicilor reostatice de pornire în intervalul $I = (0{,}25 \ldots 2)\, I_N$, după care se calculează vitezele corespunzătoare curenţilor I_{max}, I_{min}, I_N pe fiecare carcateristică reostatică.

La varianta 1 se respectă algoritmul general prezentat. Se calculează suplimentar în subrutina INTERCUP cuplul corespunzător curentului de pornire pe prima treaptă I_{p1}, iar cu acesta acceleraţia asigurată pe prima treaptă

de pornire care, pentru varianta 1, nu trece prin punctul (I_{max}, 0).

La varianta 2 se respectă integral algoritmul general propus. Algortimul a fost verificat pentru mai multe tipuri de motoare. Se prezintă rezultatele obținute pentru un motor de curent continuu cu excitație serie având următoarele date nominale: $P_N = 19$ kW, $U_N = 220$ V, $I_N = 104$ A, $n_N = 950$ rot/min, $R_a = 0{,}1587$ ohmi.

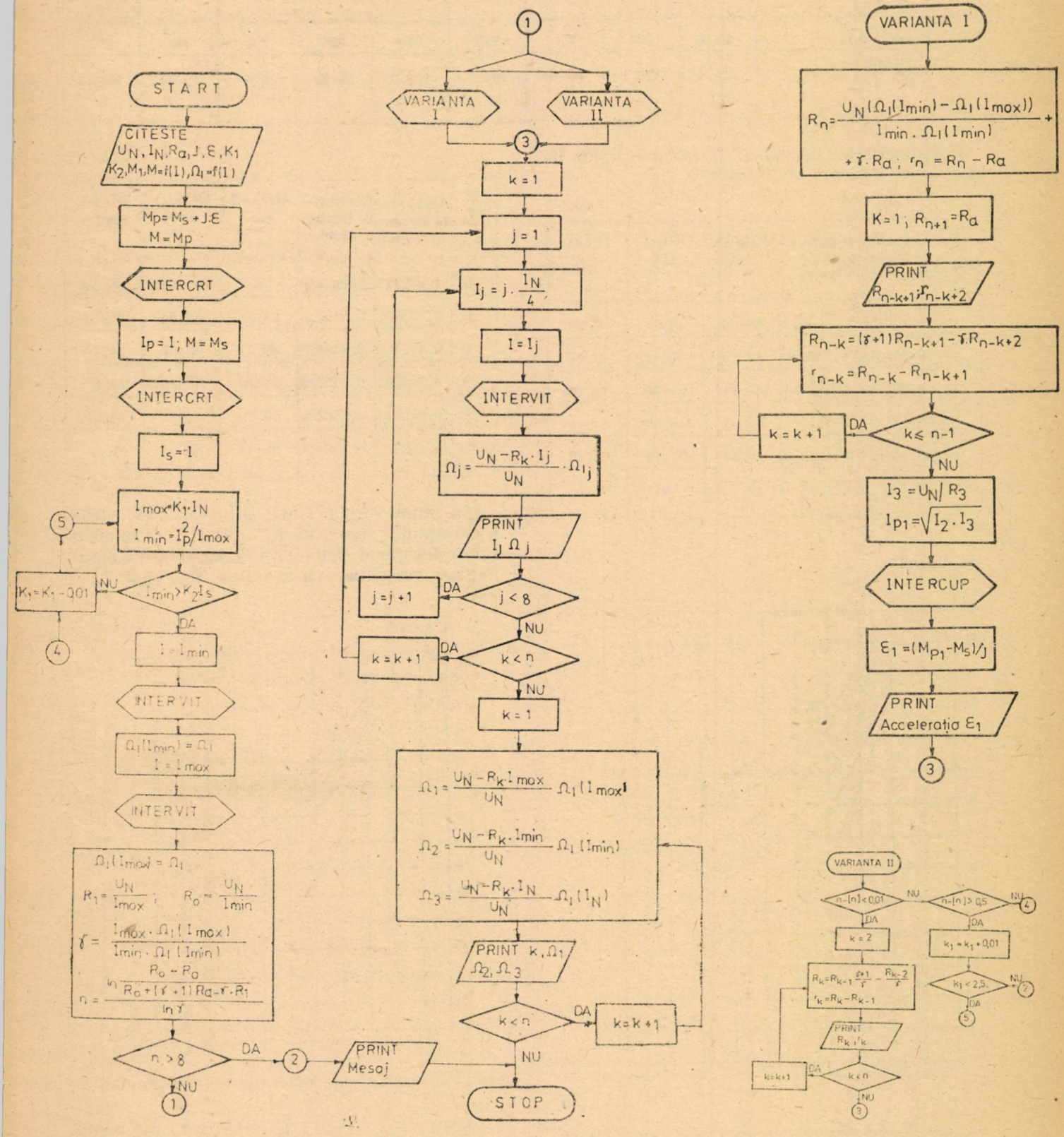


Fig. 3. Schema logică corespunzătoare algoritmului de calcul analitic al reostatului de pornire.

Tabelul 1

I[A]	41,6	62,4	83,2	104	124,8	145,5	166,4	187,3	208
$\Omega\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$	152	120,5	107	99,5	94	89,5	85	81	77,8
M[N · m]	55,2	104	159	212	270	326	387	446	507
$\Omega_l\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$	156,7	126,1	113,8	107,5	103,29	99,99	96,59	93,64	91,53

Caracteristica mecanică şi caracteristica limită sînt indicate în tabelul 1.

Tabelul 2

Treapta	Rezistenţa de pornire, ohmi	Rezistenţa treptei, ohmi	$\Omega(I_{max})$, rad/s	$\Omega(I_{min})$, rad/s	$\Omega(I_N)$, rad/s
1	1,20313	0,304512	12,58	13,76	46,38
2	0,898618	0,246739	13,76	35,11	61,87
3	0,651879	0,199925	35,11	52,41	74,42
4	0,451954	0,161995	52,41	66,43	84,58
5	0,289959	0,131259	66,43	77,79	92,82
CMN	0,1587	0,1587	77,79	87	99,5

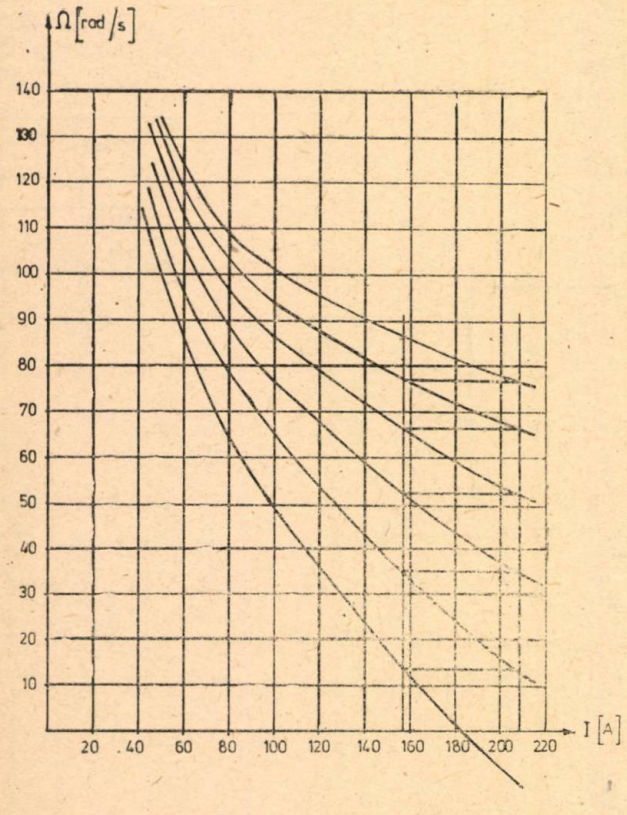


Fig. 4. Caracteristicile electromecanice de pornire (varianta 1).

Tabelul 3

Treapta	Rezistenţa de pornire, ohmi	Rezistenţa treptei, ohmi	$\Omega(I_{max})$, rad/s	$\Omega(I_{min})$, rad/s	$\Omega(I_N)$, rad/s
1	1,06247	0,269439	0	23,26	53,54
2	0,793031	0,219544	23,26	42,21	67,24
3	0,573487	0,178885	42,21	57,66	78,40
4	0,394602	0,145758	57,66	70,24	87,5
5	0,248844	0,090144	70,24	78,03	94,91
CMN	0,1587	0,1587	78,03	86,84	99,5

S-a impus cuplul static M_s=180 Nm, căruia îi corespunde curentul I_s = 91,7 A, şi momentul de inerţie al sistemului de acţionare 5 kgm². Pentru varianta 1 a rezultat $I_{max} = 2 \cdot I_N =$

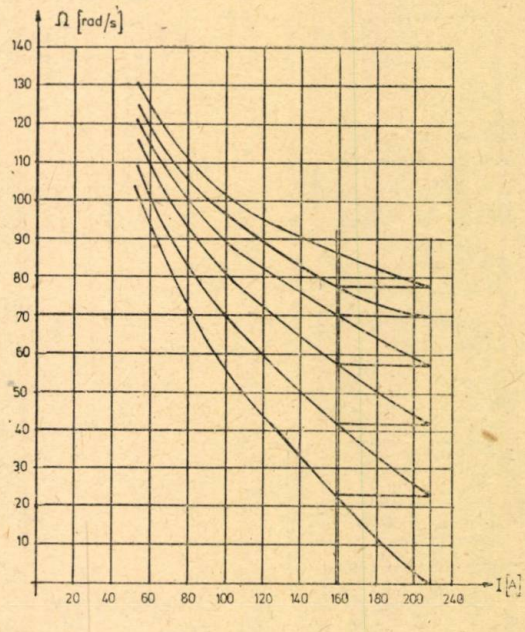


Fig. 5. Caracteristicile electromecanice de pornire (varianta 2)

= 208 A, $I_{min} = 1{,}714\ I_s = 157{,}2$ A, iar numărul de trepte iniţial 4,835 care, rotunjit supe-

rior a condus la $n = 5$. În tabelul 2 se prezintă valorile rezistențelor de pornire, rezistențelor treptelor, precum și vitezele unghiulare la care se face trecerea de pe o caracteristică mecanică pe alta (fig. 4). Curentul de pornire pentru prima caracteristică reostatică $I_p = 182,85$ A $\in (I_{min}, I_{max})$. Accelerația asigurată pe această caracteristică este de 43,32 rad/s², față de 50 rad/s² cît sa impus.

4. Concluzii

Prin liniarizarea caracteristicilor mecanice reostatice de pornire este posibilă elaborarea unei metode analitice de calcul al reostatului.

Algoritmul elaborat, prin cele două variante, poate fi utilizat direct de către proiectant sau poate fi implementat pe un microsistem de calcul.

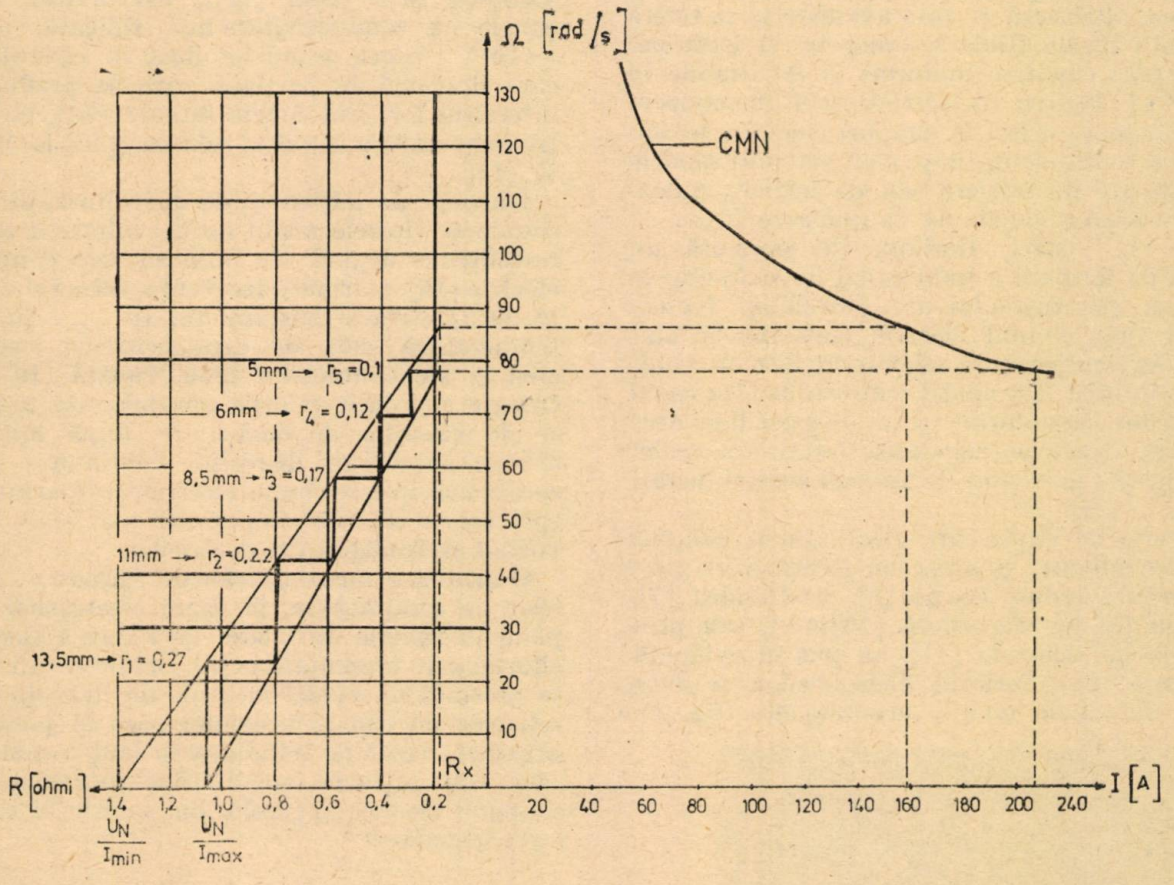


Fig. 6. Ajutătoare pentru calculul grafic al rezistențelor de pornire.

Pentru varianta 2 au rezultat tot 5 trepte, algoritmul conducînd în final la $I_{max} = 207,06$ A și $I_{min} = 157,9$ A. În tabelul 3 se prezintă valorile rezistențelor de pornire, rezistențele treptelor, precum și vitezele unghiulare la care se face trecerea de pe o caracteristică mecanică pe alta (fig. 5).

Pentru a evidenția avantajele metodei numerice de calcul a reostatului s-au adoptat valorile anterioare pentru I_{max} și I_{min} și s-a aplicat (fig. 6) metoda clasică grafo-analitică. Considerînd ca valori de referință pe cele calculate numeric, a rezultat că erorile între rezultatele obținute, prin metoda clasică și cea propusă, variază între 0,2% și 17,6%.

Precizia calculelor crește cu circa 20%, dar avantajul principal este determinat de reducerea timpului de obținere a rezultatelor.

Algoritmul, în varianta 2, asigură respectarea accelerației impuse inițial.

Algoritmul și programul pot fi completate cu o subrutină pentru alegerea rezistoarelor tipizate, date sub formă de tabele.

Bibliografie

[1] *Manolea, Gh., Biloleanu, Al., Ciobanu, D.* An analytical method for the calculation of the starting rheostat of the D. C. series — wound motor drive. The Fourth National Conference on Electrical Drives, Craiova sept. 20—21, 1984.

[2] *Popescu, Gh., Degeratu, Pr., Manolea, Gh., Biloleanu, Al., Tolescu, S.* Acționări electrice și automatizări. Reprografia Universității din Craiova 1982.

[3] *Veșenevski, S. N.* Caracteristicile motoarelor utilizate în acționări electrice. București, Editura Tehnică, 1969.

CZ 537.212 : 537.226

CÎMPURI ELECTRICE INTENSE
DIELECTRICI SOLIZI

Model mecanic de străpungere a dielectricilor solizi în cîmpuri electrice intense

PETRU NOȚINGHER* — BUCUREȘTI

Introducere

Teoriile străpungerii dielectricilor solizi, termice, intrinsecă și prin avanlanșă, se referă la medii ideale (liniare, omogene și izotrope) și cîmpuri electrice uniforme și invariabile în timp [1]. Pentru dielectricii reali (neomogeni și anizotropi), aflați în cîmpuri electrice neuniforme și variabile în timp, s-au elaborat modele simplificate de inițiere sau de inițiere și dezvoltare a unor canale de străpungere [2 . . . . . 11]. Astfel, Goffaux [2] prezintă un model de formare a unui canal de străpungere pe baza mecanismului de „switching" (considerînd însă cîmpul electric constant și uniform, iar temperatura calculînd-o într-un semispațiu infinit). Un model mai evoluat (în cazul cîmpurilor neuniforme și al electrozilor neaderenți), bazat pe scindarea termică a moleculelor, este prezentat de autorul acestei lucrări în [3 . . . 5].

O serie de experiențe efectuate în cîmpuri electrice intense, produse cu electrozi cu raze de curbură reduse (ac-ac [6], ac-cilindru [7], ac-plan [8, 9], sferă-sferă [10] etc.), sau prin iradiere cu electroni [11], au pus în evidență existența, în interiorul dielectricilor, a unor rețele de canale numite arborescențe (fig. 1).

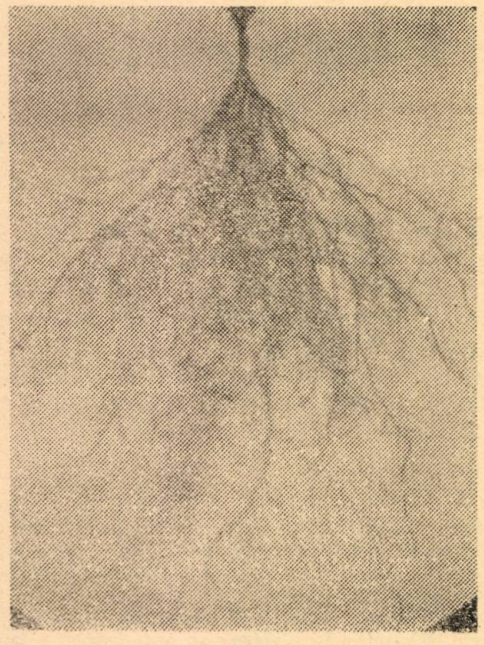


Fig. 1. Arborescență electrică în polietilenă.

* Dr. ing. *Notingher, P.* — Institutul Politenic — București.

Aceste canale sînt, în general, neconductoare (conductivitatea electrică superficială σ_s avînd valoarea 10^{-10} S/m [12]), dezvoltarea unor canale cu conductivitate mai ridicată ($\sigma_s = 10^{-8}$ S/m), avînd loc doar în cazurile în care descărcările parțiale, care se produc în interiorul lor, sînt foarte intense [13], respectiv temperatura ia valori ridicate (pînă la 2 000 K [14]).

Duratele de inițiere și de dezvoltare, dimensiunile și vitezele medii de dezvoltare a arborescențelor depind de intensitatea cîmpului electric [15], mărimea, frecvența, forma și durata de aplicare a tensiunii [8, 16 . . . 20], de temperatură [20], de caracteristicile electrozilor și ale contactelor metal-izolant [19] etc. Oricare sînt însă valorile duratelor de inițiere și ale vitezelor de dezvoltare, după inițiere, arborescențele se dezvoltă continuu — dinspre zonele în care cîmpul electric este mai intens, spre zonele în care cîmpul este mai slab, provocînd străpungerea dielectricilor.

O analiză a mecanismelor de inițiere a canalelor de străpungere, în cazul electrozilor ac-plan, în funcție de modul de fixare a electrozilor ac, este prezentată în [9]. În cele ce urmează se prezintă un model mecanic de dezvoltare a rețelelor de canale neconductoare în polimeri organici, bazat pe scindarea în lanț a moleculelor sub acțiunea solicitărilor mecanice ale cîmpului electric și gazelor din interiorul canalului principal.

1. Fracturarea mecanică a polimerilor

Fracturarea solidelor sub sarcină este considerată ca un proces activat termic de scindare a legăturilor interatomice [22]. Teoria cinetică a fracturării solidelor se bazează pe o relație stabilită experimental între durata de viață a unui solid, tensiunea mecanică specifică σ, la care este supus, și temperatura termodinamică T. Pentru o mostră tensionată monoaxial, durata necesară fracturării sale τ este dată de relația :

$$\tau = \tau_0 \cdot \exp[(U_0 - \gamma\sigma)/RT], \qquad (1)$$

unde U_0 reprezintă energia de activare corespunzătoare scindării unei legături interatomice, τ_0 — perioada oscilațiilor termice ale atomilor legați, γ — un coeficient structural care definește eforturile reale într-un corp tensionat mecanic și R — constanta universală a gazelor [23].

Microprocesul de fracturare a unui polimer se desfăşoară în trei etape: a — deformarea legăturilor interatomice sub sarcină, energia necesară ruperii legăturii chimice reducîndu-se la valoarea $U = U_0 - \gamma\sigma$; b — ruperea legăturilor tensionate mecanic, datorită fluctuaţiilor termice şi formarea unor radicali primari liberi (chimic) foarte activi şi c — apariţia unor nuclee ale fisurilor submicroscopice, ca urmare a scindării macromoleculelor.

Determinarea grupărilor terminale, produse prin scindarea macromoleculelor, se face prin spectroscopie în infraroşu (IR) [24]. În cazul polietilenei (PE), rezultă patru grupări atomice stabile: vinil (RCH = CH_2, cu concentraţia $3{,}4 \cdot 10^{24} m^{-3}$), vinilenă (RCH = CHR, cu concentraţia $1{,}9 \cdot 10^{24} m^{-3}$), metil (R—$CH_3$, cu concentraţia $11{,}8 \cdot 10^{24} m^{-3}$) şi aldehidă (RCH = O, cu concentraţia $4{,}6 \cdot 10^{24} m^{-3}$), [23]. Cum fiecare scindare a unei macromolecule conduce la formarea unui grup metil şi a unuia cu dublă legătură (C=C sau C=O), concentraţia totală a grupărilor cu legătură nesaturată caracterizează şi concentraţia N_1 a macromoleculelor scindate ($N_1 = 9{,}9 \cdot 10^{24} m^{-3}$), pentru PE).

Determinarea concentraţiei radicalilor se face prin metoda rezonanţei electronice de spin (RES), [25]. În general, detectarea radicalilor primari este foarte dificilă, deoarece aceştia reacţionează imediat ce s-au format cu macromoleculele vecine, formînd radicali secundari (interni).

Determinarea dimensiunilor şi a concentraţiei submicrofisurilor se face cu ajutorul radiaţiilor X [26]. S-a constatat că submicrofisurile datorate tensionărilor mecanice au forma unor discuri paralele şi sînt orientate perpendicular pe direcţia solicitării şi că, pentru fiecare polimer există o dimensiune specifică a submicrofisurilor, determinată de structura fizico-chimică a polimerului.

În tabelul 1 se prezintă valorile dimensiunilor $L_{||}$ şi L_T (măsurate paralel şi, respectiv, perpendicular pe direcţia tensiunii mecanice) şi a concentraţiilor submicrofisurilor N_{sf}, ale concentraţiilor radicalilor primari N_r şi ale moleculelor (respectiv, legăturilor) scindate N_1, pentru polietilenă, polipropilenă şi nylon (după [23]).

Tabelul 1

Polimerul	$N_1 \cdot 10^{-22}$, m^{-3}	$N_r \cdot 10^{-22}$, m^{-3}	$N_{sf} \cdot 10^{-22}$ m^{-3}	$L_{||}$, μm	L_T, μm	$n = \frac{N_l}{N_{sf}}$	$n' = \frac{\pi L_T^2}{4S^{1)}}$
Polietilenă	990	0,5	0,6	0,013	0,015	1 600	1 000
Polipropilenă	250	—	0,1	0,020	0,032	2 500	2 300
Nylon	—	3	5	0,005	0,009	—	350

1) S — reprezintă, aria secţiunii macromoleculei (după [27]).

2. Scindarea în lanţ a macromoleculelor în polimeri tensionaţi mecanic

Scindarea în lanţ a macromoleculelor stă la baza apariţiei submicrofisurilor în polimerii tensionaţi mecanic. Astfel, în cazul polietilenei, mecanismul de scindare în lanţ, în vid, este descris de ecuaţiile următoare:

$$-CH_2-CH_2-CH_2-CH_2- \xrightarrow{\sigma,T} -CH_2-\dot{C}H_2 + CH_2-CH_2- \quad (2)$$

$$-CH_2-\dot{C}H_2 + -CH_2-CH_2-\rightarrow \rightarrow -CH_2-CH_3 + -CH_2-\dot{C}H-CH_2- \quad (3)$$

$$-CH_2-\dot{C}H-CH_2-CH_2-CH_2-\rightarrow \rightarrow -CH_2-CH=CH_2 + \dot{C}H_2-CH_2-CH_2- \quad (4)$$

ş. a. m. d.

Dacă într-un radical intern valenţa liberă se află lîngă o ramură, atunci, prin descompunerea sa, se formează un grup vinilenă:

$$-CH_2-\dot{C}H-\underset{\displaystyle R}{\underset{|}{CH}}-CH_2-CH_2-\rightarrow \rightarrow -CH_2-\underset{\displaystyle R}{\underset{|}{CH}}=CH_2 + \dot{C}H_2-CH_2-CH_2-. \quad (4')$$

Dacă polietilena se află în aer, în afară de produsele de descompunere RCH_3 şi RCH= $=CH_2$, apar şi produse care conţin oxigen (de exemplu, aldehide).

$$-CH_2-\underset{\displaystyle O-\dot{O}}{\underset{|}{CH}}-CH_2- \rightarrow CH_2-C\begin{matrix}H\\ \diagup\\ \diagdown\\ O\end{matrix} + \dot{O}-CH_2-. \quad (5)$$

Se observă că fiecare sciziune de lanţ polimeric generează un grup terminal cu o legătură nesaturată (C=C sau C=O) şi un grup metil.

Cu ajutorul relaţiilor (2) — (4) se poate explica procesul de degradare a polimerilor tensionaţi mecanic. Sub acţiunea solicitărilor mecanice, legăturile lanţurilor polimerice se deformează, iar energia necesară ruperii legăturilor C—C se reduce cu $\gamma\sigma$. Drept urmare, creşte probabilitatea scindării legăturilor interatomice, datorită fluctuaţiilor termice P ($P \sim \exp[-(U_0 - \gamma\sigma)/RT]$).

Prin scindarea omolitică a legăturilor se formează radicali primari de capăt ($-CH_2-\dot{C}H_2$ în cazul polietilenei), foarte activi, care reac-

ţionează repede cu macromoleculele vecine. Indiferent care este structura polimerului, reacţia cea mai probabilă o constituie extragerea hidrogenului; aceasta conduce la apariţia unor radicali secundari interni (de tip $-CH_2-\dot{C}H-CH_2-$ în cazul PE) şi dispariţia radicalilor primari.

Extragerea hidrogenului din macromolecule provoacă slăbirea legăturiloı interatomice ale atomilor adiacenţi. Legăturile din vecinătatea „hidrogenului extras" fiind „mai slabe", ruperea lor se produce mai rapid (conform reacţiilor (4) şi (5), în cazul PE). Prin scindarea unei macromolecule rezultă o grupare stabilă şi un nou radical de capăt, foarte activ. Acesta extrage hidrogenul din macromolecula vecină, iniţiind o nouă reacţie de descompunere moleculară ş. a. m. d., procesul de scindare a macromoleculelor continuă. Rezultă deci că, descompunerea macromoleculelor într-un polimer tensionat mecanic este o reacţie în lanţ.

După cum rezultă şi din tabelul 1, fiecare radical primar generează un mare număr de legături chimice rupte (cca. 1 000). Prin urmare, un număr redus de radicali primari, generaţi de solicitările mecanice şi fluctuaţiile termice, produc scindarea unui număr mare de lanţuri polimerice şi reduc eforturile maxim admisibile la rupere ale polimerului.

3. Generarea submicrofisurilor

Formarea submicrofisurilor se datorează reacţiei în lanţ de scindare a macromoleculelor, produse în vecinătatea locului de formare a radicalului primar. Într-adevăr, datorită mobilităţii reduse a radicalilor finali, extragerea hidrogenului se face cu precădere de la moleculele adiacente. Prin aceasta se dezvoltă un mare număr de scindări succesive ale moleculelor vecine, formîndu-se centre locale de dezintegrare a polimerului (unele dintre ele pot fi considerate ca nuclee de microfisuri).

Procesul de generare a submicrofisurilor este prezentat în figura 2. Un radical de capăt primar reacţionează cu o macromoleculă adiacentă şi o deteriorează (îi extrage un ion de hidrogen). Molecula deteriorată se sparge, dînd naştere unui nou radical care, la rîndul său, extrage hidrogenul dintr-o moleculă adiacentă ş. a. m. d., în locul în care s-a format radicalul primar apare o microzonă distrusă (o submicrofisură), ale cărei dimensiuni pot fi urmărite în tabelul 1.

Schema generării submicrofisurilor presupune că fiecare submicrofisură individuală se formează prin scindarea unui mare număr de macromolecule $n = N_l/N_{sf}$. Valorile lui n sînt legate de numărul de macromolecule corespunzătoare secţiunii transversale a submicrofisurii n' (specific fiecărui polimer). Concordanţa foarte bună între valorile lui n şi n' (tabelul 1) arată că generarea unei submicrofisuri implică scindarea tuturor moleculelor conţinute în secţiunea sa transversală.

Din momentul iniţierii lor, submicrofisurile se dezvoltă continuu, pînă ce ating dimensiunile specifice fiecărui polimer în parte. Dacă solicitarea mecanică persistă, submicrofisurile nu-şi modifică dimensiunile, dar concentraţia lor creşte pînă la o valoare limită, corespunzătoare stării de prefractură a polimerului.

4. Solicitările dielectricilor în cazul electrozilor-ac-plan

Configuraţia specială a electrozilor — ac-plan (fig. 3) determină apariţia unor solicitări locale intense în interiorul dielectricului. Calculînd intensitatea cîmpului electric $\bar{E}$, atît în cazul electrozilor aderenţi (fără cavităţi) [21], cît şi în cazul existenţei unei cavităţi la vîrful acului [4, 5, 28], în regim electrostatic [21, 28], electrocinetic staţionar [4] şi cvasistaţionar [5], s-a constatat că E ia valori foarte mari într-o zonă de dimensiuni reduse din vecină-

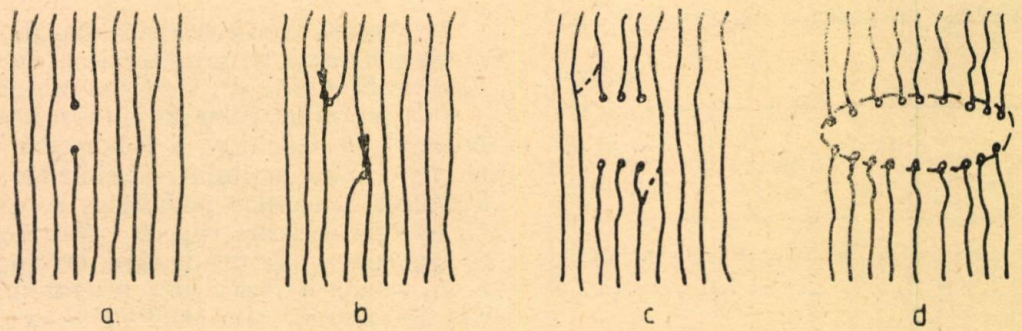


Fig. 2. Generarea submicrofisurilor a) ruperea unei macromolecule tensionate mecanic şi formarea a doi radicali primari de capăt(·—); b) interacţiunea radicalilor primari cu macromoleculele adiacente şi formarea radicalilor secundari interni (→←) şi a grupărilor finale stabile (◦—); c) scindarea radicalilor liberi interni şi formarea grupărilor atomice stabile şi a radicalilor finali; d) formarea submicrofisurii (ca rezultat al degradării în lanţ a moleculelor).

tatea acului și scade foarte rapid cu distanțele d ($d = a - z$), față de ac (fig. 4 și 5), și x, față de axa de simetrie (Oz) a electrozilor (fig. 6). Variații similare cu cele ale lui E prezintă și

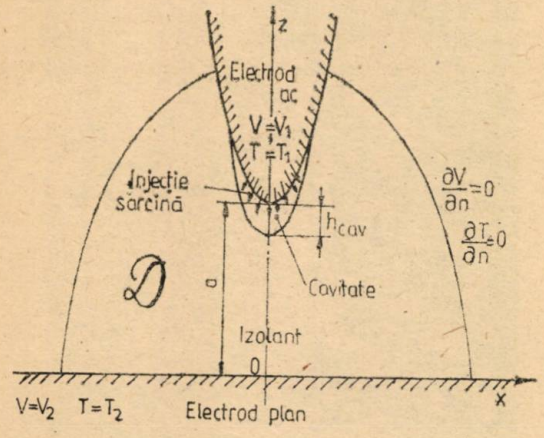


Fig. 3. Domeniul ② în care se face calculul solicitărilor electrice, termice și mecanice.

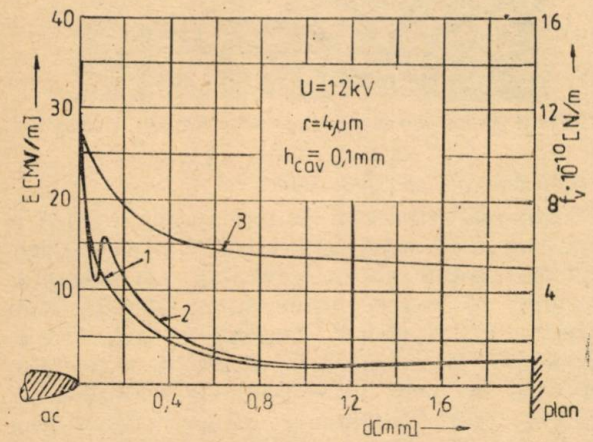


Fig. 4. Variația intensității cîmpului electric E (1, 2) și a densității de forță f_v (3) cu distanța d față de electrodulac, în cazul electrozilor aderenți (1, 3) și a existenței unei cavități de adîncime $h_{cav} = 0{,}1$ mm (2).

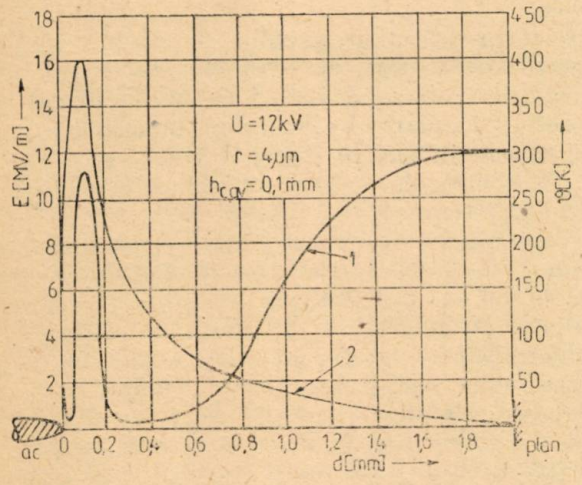


Fig. 5. Variația intensității cîmpului electric E(1) și a supratemperaturii v (2) cu distanța d față de electrodul-ac în cazul existenței unei cavități de adîncime $h_{cav} = 0{,}1$ mm (în regim electrocinetic staționar).

densitatea de volum a sarcinii spațiale ρ_v și respectiv, densitatea de volum a forței $\bar{f}_v$ (fig.4) :

$$\bar{f}_v = \rho_v \bar{E}. \qquad (6)$$

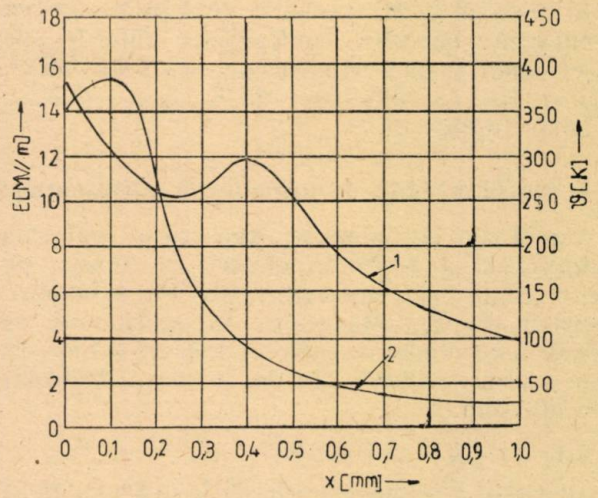


Fig. 6. Variația intensității cîmpului electric E(1) și a supratemperaturii v (2) cu distanța x față de axa de simetrie Oz a electrozilor.

Conductivitatea electrică a izolanților uzuali ia valori cuprinse între 10^{-6} și 10^{-17} S/m, deci pierderile de energie prin efect Joule sînt relativ reduse. Cum, pentru frecvențe uzuale, și pierderile prin polarizare sînt mici, rezultă că, în cazul electrozilor aderenți, și solicitările termice ale dielectricilor (respectiv temperatura) au valori reduse.

În cazul existenței unei cavități (canal) la vîrful acului, puterea transmisă dielectricului crește, datorită purtătorilor de sarcină corespunzători descărcărilor parțiale [4]. Drept urmare, într-o zonă vecină cavității, temperatura poate lua valori foarte mari (fig. 5 și 6).

Fixarea electrozilor ac „la rece" provoacă tensionări mecanice ale dielectricilor, îndeosebi în vecinătatea vîrfurilor acelor. Se produc ruperi ale lanțurilor polimerice, submicrofisuri și/sau chiar fisuri de dimensiuni importante (fig. 7). Concentrația și dimensiunile acestor

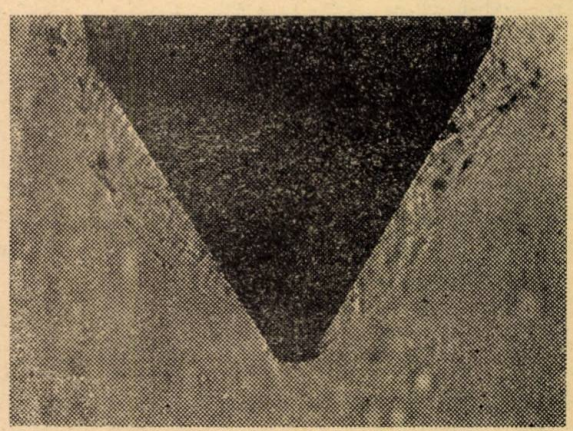


Fig. 7. Deteriorarea locală a dielectricului (rășină epoxi) prin introducerea (la rece) a electrodului-ac.

defecte sînt, evident, mai mari în cazul polimerilor termorigizi și al maselor plastice stratificate și/sau presate.

În afara solicitărilor prezentate mai sus, în dielectric se produc și tensionări locale, îndeosebi în cazul fixării acelor la cald sau în rășina neîntărită, datorită contracțiilor diferite ale electrozilor și dielectricilor ($\alpha_{Fe} = 1{,}1 \cdot 10^{-5} K^{-1}$, $\alpha_{PE} = (10. \ . \ . \ 20) \cdot 10^{-5}$ K^{-1}, $\alpha_{epoxi} = (4{,}5 \ldots 5{,}5) \cdot 10^{-5} K^{-1}$).

5. Model mecanic de străpungere a polimerilor

Luînd în considerație repartiția puternic neuniformă a cîmpului electric și termic, pe de o parte, și creșterea densității submicrofisurilor, pe de altă parte, în continuare, se prezintă un model mecanic de inițiere și dezvoltare a unor rețele de canale, în cazul electrozilor aderenți.

5.1. *Inițierea canalelor*

În cazul electrozilor aderenți, inițierea unui canal de străpungere se datorează acțiunii sarcinii injectate de electrozii-ac și solicitărilor mecanice corespunzătoare cîmpului electric, ponderea celor doi factori depinzînd, în mare măsură, de mărimea barierei de potențial metal-izolant φ. Astfel, în cazul unor valori mari ale lui φ ($\varphi > 1$ eV), densitatea de volum a sarcinii injectate ρ_v este redusă iar intensitatea cîmpului electric E — la vîrful acului — și solicitările mecanice au valori mari. Drept urmare, la vîrful acului se produc scindări în lanț ale macromoleculelor, apărînd submicrofisuri, a căror concentrație crește în timp. Creșterea concentrației submicrofisurilor este favorizată și de creșterea locală a temperaturii T datorită ciocnirilor cvasielastice ale purtătorilor de sarcină (injectați de electrodul ac) cu rețeaua dielectricului [21]. După un intervalul de timp t_i, zona (de forma unui paraboloid alungit), în care E și T au valori mari, se deteriorează complet, apărînd un crater, canalul inițial, cu gaze (rezultate din descompunerea moleculelor), în care se dezvoltă descărcări parțiale de intensitate suficient de mare pentru a putea fi detectate cu mijloace uzuale.

Dacă fixarea electrozilor-ac se face în probele aflate în stare solidă, datorită tensionărilor mecanice, se produc microfisuri și chiar fisuri de dimensiuni importante. Sub acțiunea cîmpului electric și a sarcinii injectate, microfisurile de la vîrful acului își măresc dimensiunile, dînd naștere unuia (fig. 1) sau mai multor canale inițiale (fig. 8).

În cazul fixării acelor în rășina neîntărită și a unor bariere de potențial foarte reduse ($\varphi < 0{,}5$ eV), ρ_v ia valori mari, iar E scade foarte mult [21]. Cum acele nu produc tensionări mecanice ale dielectricului, scindarea moleculelor se datorează, în principal, creșterii temperaturii, corespunzătoare energiei transferate dielectricului de purtătorii injectați de electrozii-ac. În acest caz rezultă un singur canal, de formă alungită și cu secțiune redusă.

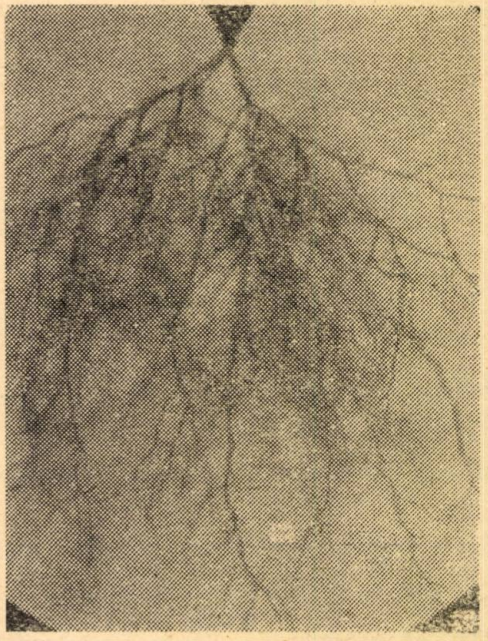


Fig. 8. Arborescență electrică cu trei canale inițiale.

5.2. *Dezvoltarea canalelor*

Formarea canalului inițial implică apariția unor gaze, a căror presiune crește continuu (datorită descompunerii moleculelor). Cu creșterea presiunii se reduce intensitatea descărcărilor parțiale, și, respectiv, energia transmisă dielectricului. În consecință, zonele în care temperatura ia arii apropiate de valorile critice T_c (corespunzătoare ruperii legăturilor C—C sau C—H) au arii mici și sînt situate la extremitățile canalelor. În aceste condiții dezvoltarea unui canal de străpungere termică într-un timp rezonabil, este puțin probabilă.

Creșterea presiunii gazului determină însă o accentuare a stării de tensionare mecanică a dielectricului în zona vecină canalului inițial: se produc scindări ale lanțurilor moleculare și apar submicrofisuri în întregul volum al acesteia. Concentrația submicrofisurilor este mai mare la extremitatea canalului, unde temperatura are valori mai mari; într-un plan $z = \text{const}$ dat, generarea submicrofisurilor este însă la fel de probabilă în orice direcție. Sub acțiunea prelungită a gazelor, concentrația submicrofisurilor crește, iar proprietățile mecanice se reduc, astfel că, după un anumit timp, se produc microfisuri și chiar fisuri de dimensiuni și volume relativ mari, respectiv canale, în care difuzează gazele și purtătorii de sarcină din canalul principal. Orientarea acestor canale corespunde direcțiilor după care solicitările mecanice și termice au valorile cele mai

mari; prin urmare, dezvoltarea canalului inițial este cea mai probabilă.

Pătrunderea gazelor în canalele laterale provoacă tensionarea mecanică a pereților acestora. Pe de altă parte, datorită, îndeosebi, purtătorilor de sarcină care se deplasează în interiorul canalelor, temperatura pereților acestora crește în timp. Drept urmare, se produc noi submicrofisuri, canalele se dezvoltă, iar din extremitățile lor se inițiază canale noi.

Canalul cel mai apropiat de axa *Oz* se dezvoltă mult mai rapid decît celelalte (temperatura și concentrația purtătorilor avînd, aici, valori maxime) și se numește canal principal. Pe măsură ce acesta se dezvoltă, din canalul principal apar o serie de canale laterale. Se obține, astfel, o rețea de canale, numită arborescență, care se dezvoltă continuu, pînă ce atinge electrodul plan. La scurt timp după aceasta se produce străpungerea completă (termică) a dielectricului.

6. Observații. Concluzii

a. Modelul termic de străpungere a dielectricilor, prezentat în [3. . . 5], explică formarea unui singur canal de străpungere, de conductivitate electrică și secțiune mari. Inițierea și dezvoltarea canalului se datorează energiei transmise dielectricului de descărcările parțiale, gazele rezultate din descompunerea moleculelor fiind eliminate în mediul ambiant.

În cadrul modelului mecanic prezentat mai sus se explică formarea unor rețele de canale, pe baza unui mecanism de scindare în lanț a moleculelor și de generare a unor submicrofisuri. În acest sens, se presupune că gazele nu difuzează în dielectric sau în exterior, respectiv că presiunea lor este o funcție crescătoare de timp. Intensitatea solicitărilor mecanice, datorită creșterii presiunii gazelor, asociată cu creșterea locală a temperaturii, datorită purtătorilor de sarcină, determină apariția unor submicrofisuri și, apoi, a unor fisuri, respectiv o dezvoltare a canalelor existente și apariția altor canale laterale.

Concentrația purtătorilor care se deplasează prin canale fiind mai redusă (numărul canalelor este relativ mare, intensitatea descărcărilor parțiale scade cu creșterea presiunii, bariera de potențial metal-dielectric crește prin formarea canalului principal etc.), energia transmisă pereților laterali ai canalelor este mică, ceea ce face ca temperatura pereților acestora să crească relativ încet. Drept urmare, secțiunile canalelor au valori mai reduse decît în cazul dezvoltării unui singur canal (sub acțiunea descărcărilor parțiale).

b. Dimensiunile și densitatea canalelor depind de structura fizico-chimică a polimerilor (respectiv, de valorile energiei de scindare U_0), submicrofisurile avînd, la rîndul lor, dimensiuni specifice fiecărui polimer (fig. 2). De exemplu, în cazul polietilenei (fig. 1 și 8), densitatea canalelor este mult mai mare decît în cazul rășinilor epoxidice (fig. 9).

Fig. 9. Arborescență electrică cu densitate de canale mai redusă (în rășină epoxi).

c. Generarea unor canale noi se produce în zonele aflate la extremitățile canalelor existente (unde temperatura are valori mai mari). Direcțiile de dezvoltare a canalelor urmăresc, în general, direcțiile corespunzătoare solicitărilor termo-electrice maxime, dar sînt puternic influențate de concentrația defectelor de volum ale dielectricului și de gradul de cristalinitate al acestuia.

d. Concentrația submicrofisurilor produse prin fracturarea polietilenei este de șase ori mai mare decît în cazul polipropilenei (tabelul 1). În consecință, dacă modelul mecanic este corect, se poate afirma că, la solicitări de aceeași intensitate, străpungerea probelor din polietilenă este mai probabilă.

e. Scindarea lanțurilor moleculare datorită tensionării mecanice a dielectricului implică existența unor valori mari ale presiunii gazelor din canale. Asemenea valori au fost determinate experimental de Beyer și Löffelmacher [29] (pînă la 55 bari, în cazul polietilenei).

f. Existența unor tensionări mecanice a izolanților solizi utilizați în instalațiile electrice este foarte probabilă. Dacă electrozii prezintă și muchii nerotunjite sau protuberanțe, intensitatea cîmpului electric ia valori foarte mari. În aceste condiții, străpungerea izolațiilor se

produce după un interval de timp relativ mic (față de durata de viață normală) de funcționare a instalației în condiții nominale.

g. Dezvoltarea rețelelor de canale și difuzia gazelor în interiorul lor sînt procese discontinue. O serie de aspecte privind verificarea experimentală a desfășurării acestor procese vor fi prezentate într-o lucrare viitoare.

Bibliografie

[1] *O'Dwyer, J. J.* The theory of dielectric breakdown of solids, Clarendon, Press, Oxford. 1964.

[2] *Goffaux, R.* Sur le mécanisme de perforation des insolants solides et minces plongés dans un champ électrique intense. În ; R. G. É., **81**, 4, 1972, p. 247—254.

[3] *Notingher, P.* Modèle thermique d'initiation et de développement des arborescences électriques dans le système pointe-plan, EdF, Paris, 1976, Rapport HM/065/934.

[4] *Notingher, P.* On the breakdown mechanism of inhomogeneous solid dielectrics. În ; Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotech. et Energ., **24**, 4, 1979, p. 651—663.

[5] *Notingher, P.* Le calcul des durées de rupture des diélectriques solides (I). În ; Rev. Roum. Sci. Techn. ^{2}—Electrotechn. et Energ., **31**, 1, 1986, p. 59—68.

[6] *Laurent, C., Mayoux, C.* Analysis of the propagation of electrical treeing using optical and electrical methods. În : I.E.E.E. Trans. Electr. Insul., **EI—15**, 1, 1980, p. 33—41.

[7] *Ifrim, A.* ș. a. Arborescențe în dielectrici solizi. În : Lucr. Simp. Naț. de Fiz. Sol., Cluj-Napoca, 1978, p. 14—16.

[8] *McMahon, E. J.* A tutorial on treeing. În : I. E. E. E. Trans. Electr. Insul., **EI—13**, 4, 1978, p. 277—288.

[9] *Notingher, P.* Influența solicitărilor mecanice asupra străpungerii dielectricilor termorigizi. În : Bul. I. P. B., S. Electr., 47, 1986.

[10] *Olyphant, M.* Types of insulation breakdown. În : Insulation, **11**, 1963, p. 33—37.

[11] *Ifrim, A.* ș. a. Producerea accelerată în laborator a arborescențelor în materiale electroizolante sintetice. În : Lucr. Simp. Naț. de Fiz. Sol., Cluj-Napoca, 1978, p. 101—103.

[12] *Bui Ai.* Contribution à l'étude de la dégradation en feuilles sous l'action des décharges partielles. Thèse de Doctorat, Toulouse, 1966.

[13] *Bui Ai.* ș. a., Phénomènes de décharges partielles. În : R. G. É, **71**, 3, 1970, p. 1 023—1 032.

[14] *Mason, J. H.* The deterioration and breakdown of dielectrics resulting from internal discharges, Pt. 1, În : Proc. I. E. E., **98**, 1951, p. 44—59.

[15] *Ifrim,* ș. a. Comportarea în cîmpuri electrice intense — fenomene de arborescență — a unor materiale electroizolante solide. În : Lucr. Ses. Naț. „Optim. Echip. Electrice și Electronice", Brașov, 1978, p. 77—83.

[16] *Noto, F., Yushimura, N.* Voltage and frequency dependence of the growth in polyethylene, N. A. S., N. R. C Conf. on Electr. Insul., 1974.

[17] *Noto, F.* ș. a. Treeing test by frequency acceleration. În : The Fourth Symp. on Electr. Insul. Mater., I.E.E.J 1971, p. 35—38.

[18] *Yoda, B., Sekii,* Y. Deterioration by treeing of rubber and plastic insulated cables caused by impulse voltage. În : I. E. E. E. Trans., Paper **71**, TP 38—PWR.

[19] *Tanaka, T., Greenwood, A.* Effects of charge injection and extraction on tree initiation in polyethylene. În ; I.E.E.E. Trans. on Power App. and Syst., **PAS—97** 5, 1978, p. 1749—1 758.

[20] *Nawata, M.* ș. a. Treeing breakdown in polyethylene (PE) produced by D. C. voltage. În : Proc. I. H. V. S., Zürich, 1975, p. 589—602.

[21] *Notingher, P., Ifrim, A.* Influența sarcinii spațiale asupra străpungerii dielectricilor solizi. În ; Bul. I. P. B., S. Electr., **47**, 1985, p. 144—156.

[22] *Rosen, B.* Fracture processes in polymeric solids. Phenomena and theory, J. Wiley and Sons, New York, 1964.

[23] *Zhurkov, S.N.* ș.a. Mechanism of submicrocrack generation in stressed polymers. In : J. of Polymer Science, Pt. A—2, **10**, 1972, p. 1 509 — 1 520.

[24] *Zbinden, R.* Infrared sectroscopy of high polymers, Academic Press, New-York — London, 1964.

[25] *Ursu, I.* Rezonanța electronică de spin. Ed. Acad. R. S. R., București, 1965.

[26] *Guinier, A., Fournet, G.* Small angle scattering of X — rays, London, 1955.

[27] *Sakurada, I.* ș. a. U. S. — Japan in Polymer Physics, Interscience, New York, 1966, p. 75.

[28] *Notingher, P., Ioan C. D.* A numerical method for computing the electrical stress in dielectrics. În : Rev. Roum. Sci. Tech. — Electrotechn. et Energ., **23**, 3, 1978, p. 363—372.

[29] *Beyer, M.* Löffelmacher, G. Untersuchung chemisch — physikalischen vorgänge bei der ausbildung von teilentladungskanalen in polyäthylen. În ; Proc. I. H. V. S., Zürich, 1975, p. 633—637.

CZ 621.316.5.

ÎNTRERUPTOR DE CURENT CONTINUU

Optimizarea constructivă a contactelor unui întreruptor ultrarapid de curent continuu

DRAGOȘ SIMULESCU, VASILE TRUȘCĂ, ION O. VLASE* — BUCUREȘTI

În cadrul lucrării autorii prezintă rezultatele unor cercetări experimentale și teoretice, privind optimizarea constructivă a contactelor de tip liniar, utilizate în construcția întreruptoarelor ultrarapide de curent continuu de valori ridicate. În ultima vreme soluția contactelor liniare s-a impus din ce în ce mai mult.

În acest scop autorii au rezolvat următoarele teme :

— construcția unei surse de curenți intenși cu valori reglabile între limitele 0 ÷ 3 800 A ;

— construcția unui dispozitiv electromecanic capabil să realizeze forțe de apăsare pe contacte, reglabile în limitele a 140 ÷ 1 000 N ;

— realizarea unei noi variante de contacte liniare, cu raze de curbură și materiale diferite ;

— experimentări privind variația căderii de tensiune pe contacte și a supratemperaturii în regim permanent, în funcție de forța de apăsare pe contacte și raza de curbură a piesei de contact ;

— compararea rezultatelor experimentale, obținute în cazul contactului cu raza de 55 mm, cu rezultatele obținute prin calcul cu ajutorul

* Ing. *Simulescu, D.* — *I. S.* „Electroaparataj" — București ; Dr. ing. *Trușcă, V.* și ing. *Vlase, I. O* — Institutul Politehnic — București.

relaţiilor teoretice, referitoare la rezistenţa de contact a contactului liniar [2].

Unele aspecte teoretice privind contactul liniar au fost prezentate în lucrarea [1], dar, un concept unitar, precum şi rezultate de calcul asupra acestor tipuri de contacte, se găsesc în lucrarea de dată recentă [2], elaborată de profesorul G. Hortopan de la Institutul Politehnic — Bucureşti.

Astfel, expresia de calcul a rezistenţei de contact liniar, prezentată de autor este :

$$R = \frac{2\rho}{\pi l} \ln \frac{\sqrt{a^2 + \mu} + \sqrt{\mu}}{a} + \frac{R_{ss}}{2al}, \qquad (1)$$

unde :

$\sqrt{a^2 + \mu}$ şi $\sqrt{\mu}$ reprezintă semiaxele elipsei în planul x, y, pentru cazul modelului cilindrilor elipsoidali cu bandă de contact de conductivitate infinită, a şi l fiind dimensiuni geometrice care determină zona de contact, ρ — rezistivitatea materialului de contact, iar R_{ss} — — rezistenţa specifică a peliculei disturbatoare.

1. Sursa de curent intens

Această sursă, prezentată în figura 1, reprezintă o soluţie specială şi este formată din următoarele elemente principale :

— un autotransformator trifazat reglabil, cu puterea de 125 kVA ; $0 \div 3 \times 380$ V ;

C — contactor TCA — 250 A ; 3×380 V ;

S — siguranţă ultrarapidă de 100 A ; 660 V ;

T — transformator trifazat uscat cu puterea de 125 kVA, 3×380 kV/10 V, în conexiune triunghi-stea ;

R — redresor, de 3 800 A ; 500 V ; format din :

— punte trifazată, tiristorizată, cu două tiristoare pe braţ, comandate permanent, pentru a evita regimul de curent tăiat, caracteristicile tiristorului T fiind : I_n — 800 A ; $U_{RRM} = 1\,200$ V ;

— dispozitiv de protecţie la supratensiuni, realizat în varianta punte auxiliară de c. c. cu diode ;

— circuit de comandă pe grilă : 7V ; 200 mA ;

— dispozitiv de măsură a curentului, format din şuntul $Sh = 4\,500$ A, 75 mV şi traductorul de curent continuu TC, care asigură şi separarea galvanică între circuitul de forţă şi voltmetrul de măsură V de 10V.

2. Dispozitiv pentru realizarea presiunii pe contacte

Dispozitivul realizat reprezintă o construcţie electromecanică prezentată în figura 2, formată din sistemul de contacte *1*, *2* şi o parte cinematică, realizată cu ajutorul a două dispozitive de acţionare CEPA. Prin intermediul cilindrului cu piston şi resort *3*, al tijei de acţionare *4* şi al pieselor intermediare articulate *5* şi *6* se asigură o presiune pe contacte, reglabilă în limitele $140 \div 1\,000$ N, precum şi o mişcare de rostogolire a contactului mobil pe cel fix, asigurată de cursa δ şi comprimarea resortului *7*. *A* şi *B* reprezintă bornele de racord la sursa de curent intens.

Acţionarea se face cu ajutorul aerului comprimat, cu presiune reglabilă în limitele $2{,}8 \div 6$ bar prin intermediul electroventilului *8*.

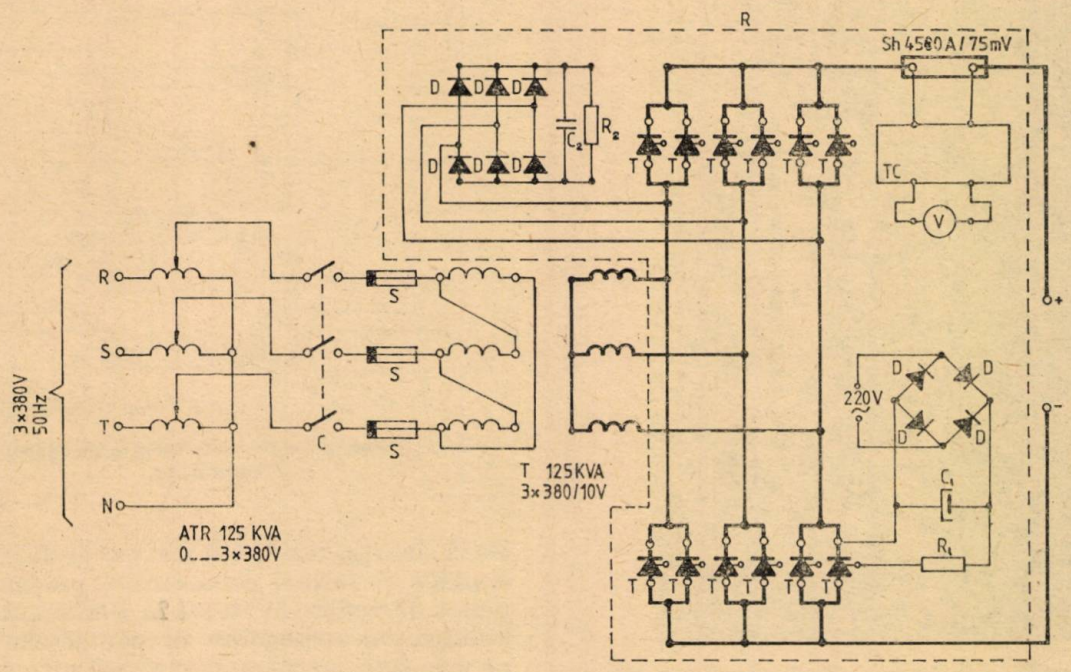


Fig. 1. Schema electrică a sursei de curent intens.

Fotografia ansamblului-dispozitiv de măsură — sursă de curent intens este reprezentată în figura 3. Vederea din spate a sursei de curent intens, cu circuitele de comandă, măsură și protecție se prezintă în figura 4.

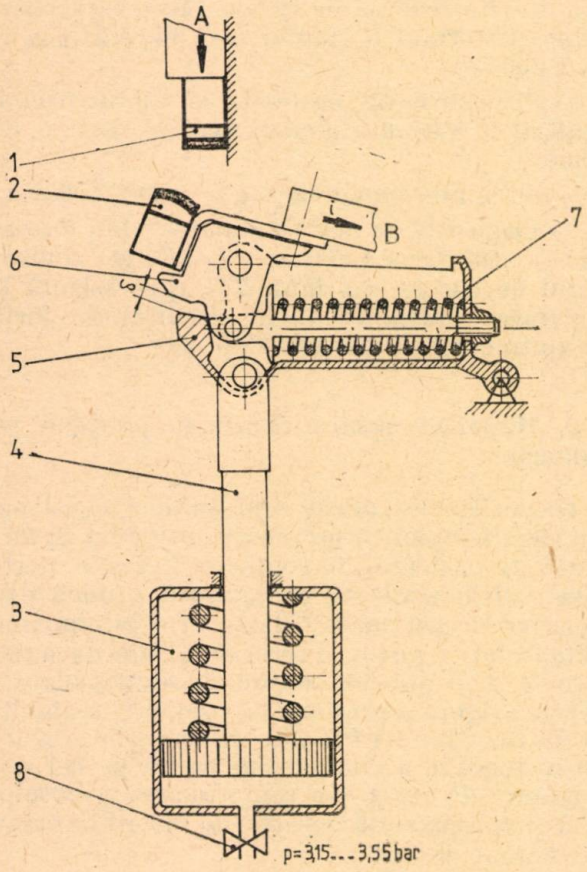


Fig. 2. Disozitivul de acționare al contactului mobil.

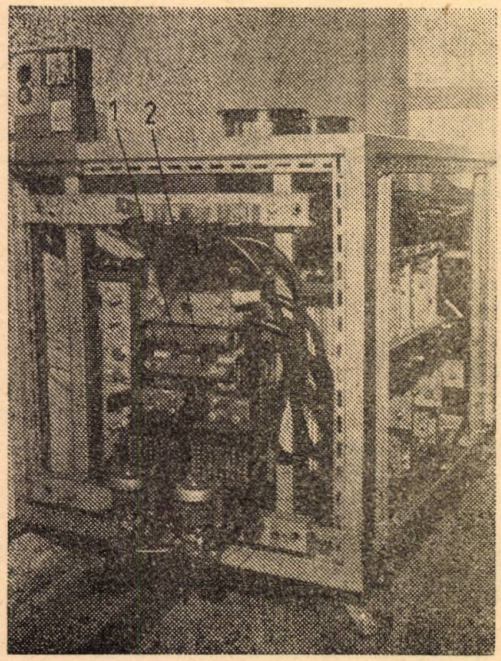


Fig. 3. Fotografia din față a dispozitivului pentru încercarea contactelor și a sursei de curent intens.

3. Experimentări :

În figura 5 se prezintă sistemul de contacte, format din bridele suport *1*, *2*, piesele contact *3*,*4* și plăcuțele de contact *5*, *6*. Ansamblul modelează situația reală, atît din punct de vedere al maselor și formei contactelor, precum și din punct de vedere al cursei în contact și al posibilității de rostogolire al contactelor mobile pe cele fixe. Această cinematică este asigurată de dispozitivul prezentat în figura 2.

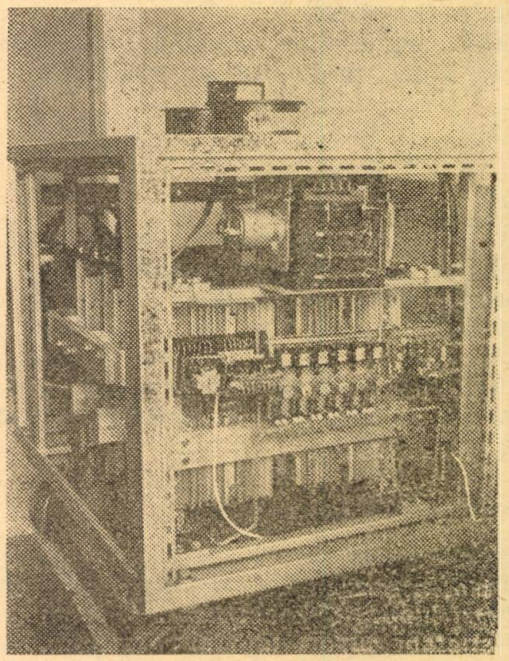


Fig. 4. Fotografia din spate a sursei de curent intens.

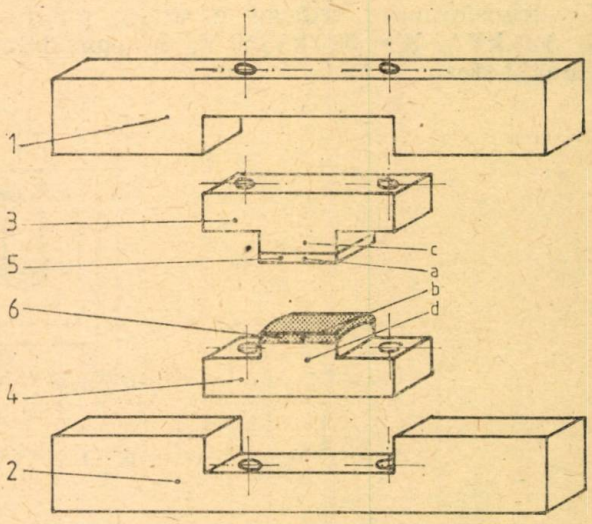


Fig. 5. Sistemul de contacte folosite în cadrul experimentărilor.

Cele două variante studiate se referă la combinații privind materialul de contact (Ag. 99,97%, Ag-Cu (5%) și Ag-Cu (20%) și razele de curbură de 30,55 și 80 mm).

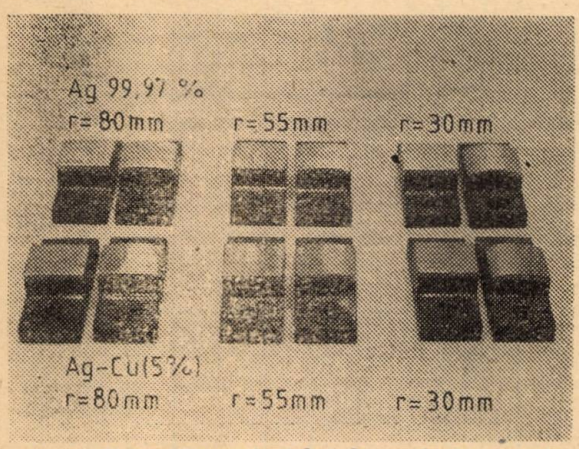


Fig. 6. Fotografia variantelor de contacte experimentate.

Varianta Ag-Cu (20%) s-a dovedit neinteresantă din punct de vedere al performanțelor. În figura 6 se prezintă variantele ale căror performanțe sînt prezentate în tabelele 1 și 2.

Astfel, în tabelul 1 s-au prezentat rezultatele obținute pentru contactele din Ag 99,97%, referitoare la căderea de tensiune în contacte și temperatura în punctele *a*, *b*, *c*, *d* din figura 5.

În tabelul 2 se prezintă aceleași date pentru varianta Ag-Cu (5%).

Din punct de vedere al rezistenței de contact, valorile cele mai scăzute s-au obținut în cazul pieselor construite din Ag, fin (3 × 22 × × 26 mm).

Totodată, s-a constatat o influență esențială a razei de curbură a contactului mobil, raza de 80 mm dovedindu-se, în limita experimentărilor, cea mai avantajoasă, atît din punct de vedere al rezistenței electrice de contact, respectiv al căderii de tensiune pe contacte, cît și din punct de vedere al temperaturii.

De exemplu, în figura 7 s-au prezentat valorile căderii de tensiune și ale rezistenței de contact pentru contactele din Ag fin 3 × 22 × × 26 mm, și razele de curbură 30, 55 și 80 mm, determinate la un curent nominal de 3 150 A.

Se constată o diferență de aproximativ 33% între valorile rezistenței de contact și cea a căderii de tensiune, între cazurile cu raza de curbură de 30 mm și 80 mm, pentru aceeași valoare a forței.

De asemenea, în figura 8 se prezintă rezultatele privind supratemperatura în zona contactelor pentru același caz, supratemperatura cea mai redusă obținîndu-se tot pentru raza de curbură de 80 mm.

În figurile 9 și 10 se pot observa rezultatele obținute în aceleași condiții ca în figurile 7 și 8, însă pentru cazul contactelor Ag-Cu (5%) 4×22×26 mm.

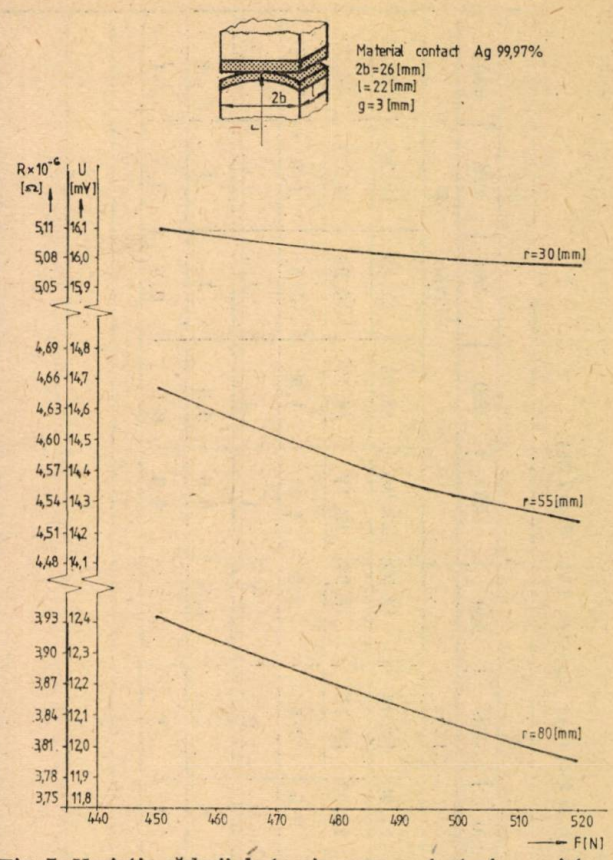


Fig. 7. Variația căderii de tensiune pe contact și a rezistenței electrice a contactului în funcție de forța de apăsare pe contact (Ag. fin).

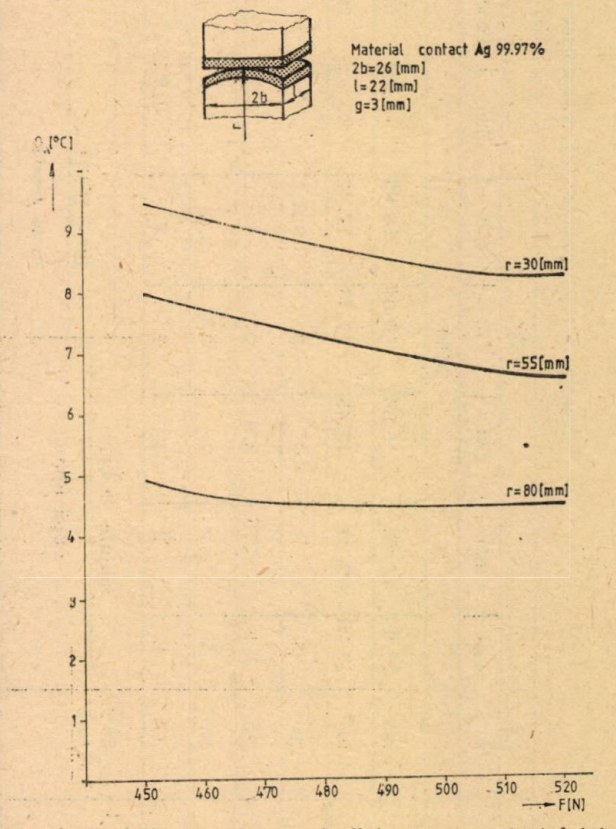


Fig. 8. Variația supratemperaturii în zona contactului în funcție de forța de apăsare pe contact (Ag. fin).

Tabelul 1

Căderea de tensiune şi încălzirea contactelor în funcţie de forţa de apăsare (Ag. 99,97 %)

r	mm	30					55					80				
F	N	520	500	490	470	450	520	500	490	470	450	520	500	490	470	450
I	A	3150					3150					3150			80	
U_{ab}	mV	15,94	16,02	16,04	16,04	16,06	14,23	14,32	14,40	14,46	14,70	11,90	12,09	12,15	12,24	12,31
U_{cd}	mV	17,20	17,20	17,45	17,43	17,45	15,62	15,80	15,90	16,15	16,37	13,17	14,17	14,59	14,63	14,77
θ_a	°C	3	3	3	3	3,5	2	2	2,5	2,5	2,5	1,5	1,5	1,5	1,5	2
θ_b	°C	2,5	2,5	2,5	3	3	1,5	1,5	2	2	2	1	1	1,5	1,5	1,51
θ_c	°C	2	2	2	2,5	2,5	1	1	1	1	1,5	0,5	0,5	1	1	1
θ_d	C	2	2	2	2	2	0,5	1	1	1	1	0,5	0,5	0,5	0,5	1
H	$\times 10^{-7}$ N/m²	înainte de lipire					95									
		după lipire					piesa plană		57							
							piesa rondă		42							

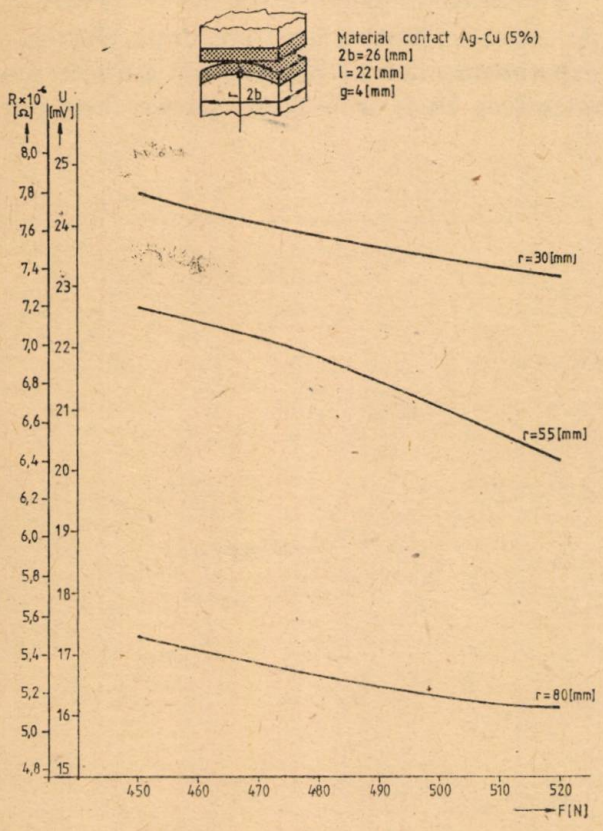
Căderea de tensiune şi încălzirea contactelor în funcţie de forţa de apăsare (Ag—Cu (5%))

Tabelul 2

r	mm	30					55					80				
F	N	520	500	490	470	450	520	500	490	470	450	520	500	490	470	450
I	A	3150					3150					3150				
U_{ab}	mV	22,9	23,5	23,8	23,8	24,7	20,1	21,0	21,5	22,3	22,6	15,9	16,1	16,6	16,8	17,4
U_{cd}	mV	23,8	24,5	24,7	24,8	25,9	21,1	22,2	22,7	23,2	23,7	16,7	17,2	17,7	18,	18,6
θ_a	°C	8	8,5	8,5	9	9,5	6,5	7	7	7,5	8	4	4	4	4,5	5
θ_d	°C	7	8	8,5	8,5	8,5	6	6,5	6,5	7	7,5	4	4	4	4	4,5
θ_c	°C	7	7,5	7,5	7,5	8	5,5	5,5	5,5	6	6,5	3	3	3,5	3,5	4
θd	°C	7	7	7	7,5	7,5	5,5	5,5	5,5	5,5	6	3	3	3	3	3
H	$\times 10^{7}$ N/m²	înainte de lipire					95									
		după lipire					piesa plană		57							
							piesa rondă		47							

Contactele din aliaj Ag-Cu (20%) s-au dovedit neinteresante atît din punct de vedere al rezistenţei de contact, căderii de tensiune, cît şi al temperaturii, comparativ cu cele două variante prezentate mai sus. Din această cauză nu s-a mai considerat necesar ca rezultatele să fie prezentate în această lucrare.

Influenţa razei de curbură a contactului mobil asupra rezistenţei de contact este prezentată în figura 11, pentru contactele din Ag fin şi în figura 12 pentru contactele de Ag-Cu (5%).



Fih. 9. Variaţia căderii de tensiune pe contact şi a rezistenţei electrice a contactului în funcţie de forţa de apăsare pe contact (Ag. Cu (5%)).

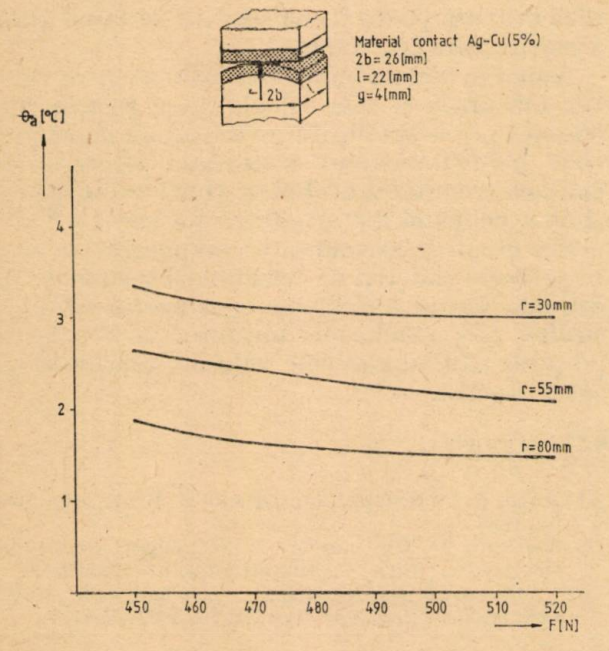


Fig. 10. Variaţia supratemperaturii în zona contactului în funcţie de forţa de apăsare pe contact.

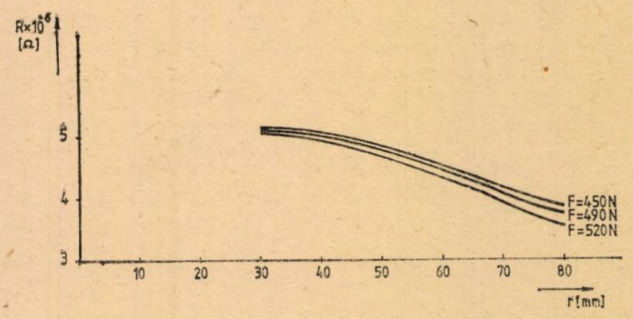


Fig. 11. Variaţia rezistenţe electrice a contactului în funcţie de raza de curbură (forţa de apăsare pe contactul F = = 520 N, 490*N* şi 450*N*) Ag fin.

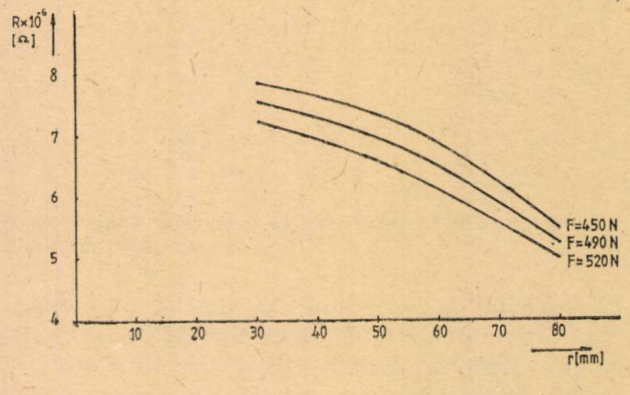


Fig. 12. Variaţia rezistenţei electrice a contactului în funcţie de raza de curbură (Forţa de apăsare pe contact, F = = 520 W, 490 V 450 W), Ag Cu(5%).

Ţinînd seama de evoluţiile arătate în figurile 11, 12, autorii vor face măsurători pentru raze mai mari de 80 mm ale contactului mobil, pentru a obţine valorile minime ale căderii de tensiune pe contact şi asupra temperaturii contactului şi a evidenţia aspectul trecerii de la contactul liniar la cel de suprafaţă. De asemenea, vor fi apreciate limitele razei de curbură, pentru care formula de calcul (1) dă rezultate suficient de apropiate de valorile determinate experimental.

În cadrul experimentărilor efectuate s-a urmărit şi variaţia rezistenţei de contact în funcţie de valoarea curentului. Rezultatele obţinute sînt prezentate în tabelul 3, unde sînt trecute şi valorile calculate pentru rezistenţa de contact, pentru o forţă de apăsare de 340 N. Se constată o variaţie neesenţială a acestei

Valorile I, A; U_c, mV şi R_c, Ω *Tabelul 3*

I	A	450	900	1350	1800	2250	2700	3150
U_c	mV	5,27	10	14,6	20,15	15,9	30,23	33,40
R_c	10^{-6} Ω	11,71	11,11	10,81	11,19	11,51	11,19	10,60

Soluţia cu contacte liniare, este o metodă modernă şi poate fi avută în vedere în construcţiile practice.

Variantele studiate pot fi considerate variante de contacte liniare, deoarece după efectuarea experimentărilor s-a observat cu ajutorul unui microscop 10/1, urma lăsată pe cele două piese

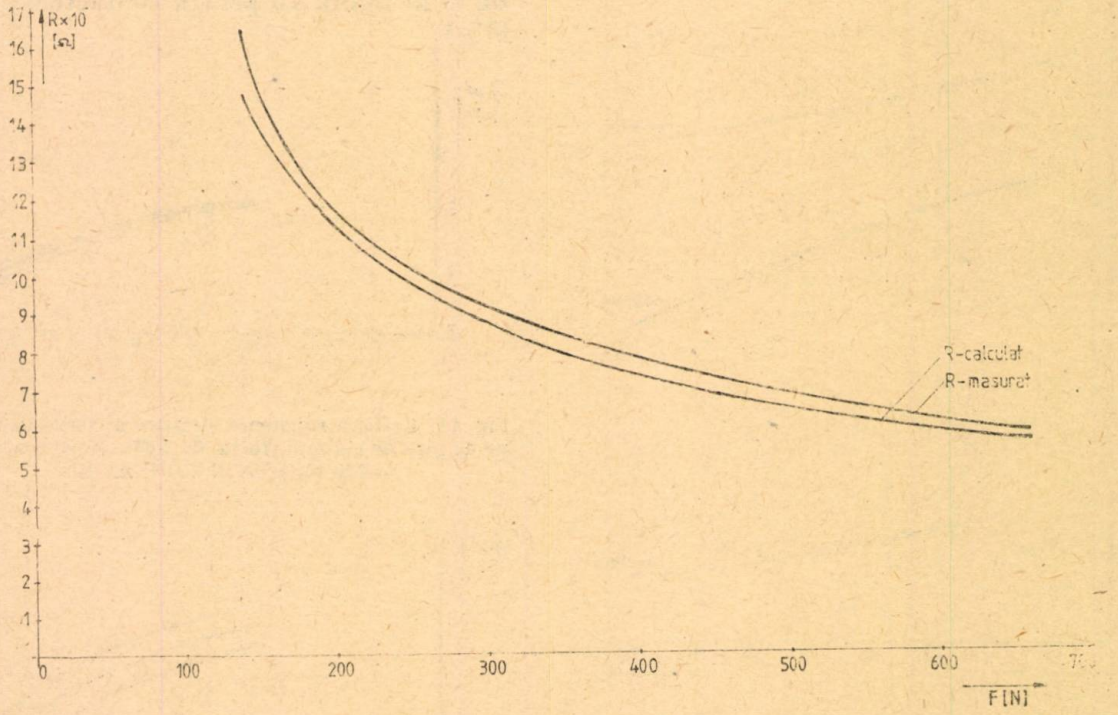


Fig. 13. Variaţia rezistenţei de contact în funcţie de forţa de apăsare pe contact, valori calculate şi valori măsurate (raza de curbură r = 55 mm, Ag-Cu (5 %).

rezistenţe, încadrîndu-se în limitele de variaţie naturală ale unei repartiţii statistice normale. (Material Ag-Cu (5 %), $r = 55$ mm).

Efectuîndu-se experimentări pentru o gamă largă de forţe de apăsare pe contacte (140÷÷660 N) s-a constatat, aşa cum rezultă din figura 13, o variaţie mai puţin pronunţată a rezistenţei de contact, în comparaţie cu variaţia forţei, pentru forţe mai mari de 400 N. De aceea, experimentările s-au efectuat pentru forţe cuprinse între 450 şi 520 N. În aceeaşi figură se constată o bună concordanţă şi cu cu valorile calculate cu ajutorul relaţiei (1).

4. Concluzii

Din experimentările comparative, a rezultat că varianta constructivă din Ag fin, cu raza de curbură de 80 mm, se dovedeşte a fi cea mai avantajoasă, atît din punct de vedere al căderii de tensiune, cît şi al încălzirii, fiind indicată a fi folosită în construcţia întreruptoarelor ultrarapide de curent continuu, de valori ridicate. de contact, şi se poate aprecia că varianta tehnică propusă poate fi considerată cu bună aproximaţie, contact liniar.

Avînd în vedere buna concordanţă între valorile măsurate şi cele calculate cu relaţia (1), aceasta poate fi folosită cu destul de mare precizie pentru calculul rezistenţei electrice de contact a contactului liniar, considerînd o grosime a peliculei disturbatoare de 10÷15 Å.

S-a făcut de asemenea o comparaţie, în ceea ce priveşte căderea de tensiune şi rezistenţa de contact, cu un aparat de construcţie similară străină [3], rezultatele obţinute în variantele propuse situîndu-se sub valorile măsurate pe acest aparat.

Bibliografie

[1] *Rziha, E.* Starkstromtechnik Band II. Ernst Sohn Berlin, 1966

[2] *Hortopan, G.* Un concept unitar asupra contactelor electrice. În: EEA — Electrotehnica, ian 1985, p. 17.

[3] * * * A. E. G. Niederspannungsschaltgerate. Gleichstrom-Schnellschalter Typ GEARAPID-SE-1977.

Recenzii

NOI MONOGRAFII DE ACȚIONĂRI ELECTRICE

Editura Tehnică din București, inițiatoarea de mulți ani a unei serii de lucrări cuprinse în tematica „acționări electrice", a scos recent, la intervale mici de timp, trei monografii actuale și utile. Ele se adresează atît electrotehnicienilor, cît și altor specialiști interesați, din proiectare, cercetare și exploatare. Apariția acestor cărți, prezentate mai jos în ordinea apariției lor, evidențiază dinamica susținută a acționării electrice.

N.V. BOȚAN, E. BALABAN, C. BOȚAN și M. DIACONESCU.

Regimuri economice ale sistemelor de acționare electrică. (Ed. Tehnică, București, 1985, 216 p.)

Subliniind importanța acționărilor electrice în electrotehnica actuală și românească în particular, Editura Tehnică a ținut să umple un gol tipărind această lucrare. Scrisă de un colectiv din Institutul politehnic „Gh. Asachi" din Iași, colectiv condus de regretatul prof. dr. doc. ing. N. V. Boțan, lucrarea abordează o tematică cît se poate de oportună. După cunoștințele noastre, nu există monografii similare.

Capitolul 1 cuprinde considerații generale privind funcționarea economică a motoarelor electrice de acționare. Se studiază aici regimurile economice de lucru ale motoarelor electrice funcționînd pe caracteristicile mecanice naturale și artificiale.

Influența regimurilor tranzitorii asupra economicității sistemelor de acționare electrică se studiază în capitolul 2. Sînt analizate, îndeosebi, regimurile de pornire și de frînare, în conexiune cu posibilitățile reducerii consumului de energie electrică.

Capitolele 3 și 4 conțin considerații economice asupra funcționării motoarelor de curent continuu de la grupuri redresoare, mașini rotative și asupra posibilităților de reglare a vitezei motoarelor asincrone. Se evidențiază posibilități interesante de reducere a energieie electrice primite din rețeaua de alimentare.

Partea finală a lucrării, capitolele 5 și 6, sînt dedicate examinării pierderilor de putere din SAE și a influenței condițiilor de exploatare asupra regimului de funcționare economică a sistemelor de acționare electrică.

Scrisă cursiv, la un nivel accesibil tehnicienilor și inginerilor, lucrarea este un ghid util în depistarea și folosirea posibilităților de economisire a energiei electrice în sistemele de acționare electrică. Exemplele de calcul ușurează înțelegerea și aplicarea metodicilor desprinse din carte.

Recomandăm lucrarea tuturor celor ce trebuie să proiecteze și exploateze sisteme de acționare electrică, atît de răspîndite în întreprinderile industriale de diferite profile.

*

RĂZVAN MĂGUREANU și DAN MICU: **Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone** (Ed. Tehnică, București, 1985, 326 pagini)

Autorii, specialiști reputați, din cercetare și învățămîntul superior, pe baza a numeroase lucrări și brevete proprii, cît și a unei moderne și vaste bibliografii consultate, reușesc să prezinte o lucrare bine structurată. Se începe cu expunerea problemelor generale, a proprietăților tiristorului și a elementelor semiconductoare speciale. Se insistă în mod justificat asupra tiristorului cu comandă de blocare pe poartă (GTO) și asupra tiristoarelor de putere. Capitolul introductiv se încheie cu problematica condensatoarelor și bobinelor de comutație.

Motorul asincron, ca element de acționare, este tratat în detaliu. După prezentarea ecuațiilor generale, scrise în mărimi relative pe baza particularizării lor în regim staționar, se tratează modalitățile de reglare a vitezei unghiulare a motoarelor asincrone. Cel mai amplu este studiată reglarea frecvenței simultan cu cea a tensiunii de alimentare în patru variante. Utilizarea unei metode de mici perturbații permite determinarea matricelor de transfer, ca și a evoluției temporale a diferitelor mărimi la semnale-treaptă de tensiune și frecvență.

Invertoarele sînt tratate în circa o treime din volumul lucrării în capitolul 2. Sînt prezentate și studiate invertoarele cu circuite de stingere și tiristoare auxiliare, invertoarele autonome și cu circuit comun de stingere. Se examinează apoi invertoarele de curent și cele cu tiristoare GTO și cu tranzistoare de putere. Acest capitol se termină cu unele elemente de proiectare.

Capitolele următoare abordează modulația în durată, cu tehnicile și circuitele de modulare aferente, ca și caracteristicile mașinii asincrone alimentată de la convertizoare statice de frecvență. Strategia de modulare sinusoidală este implementată în variantele analogică și numerică cu microprocesor. Metodele de analiză a caracteristicilor sus-menționate sînt de dezvoltare în serie Fourier și prin variabile de stare, de la caz la caz. Se evidențiază influențarea parametrilor mașinii asincrone de către frecvența purtătoare, prezentîndu-se metode experimentale și calculîndu se pierderile suplimentare și micșorarea randamentului.

Capitolul final se ocupă de metodele și sistemele de reglare a vitezei motoarelor asincrone, alimentate de la convertizoare statice de frecvență. Este analizată reglarea după stări și după ieșiri a sistemului convertizor static —

maşină asincronă, împreună cu echipamentele de reglare pentru un asemenea sistem de reglare.

Fiecare capitol cuprinde o bibliografie specială, iar întreaga carte şi o bibliografie generală, ambele necesare celor ce doresc să aprofundeze unele chestiuni.

Această lucrare, de nivel superior, constituie o reuşită editorială.

Sugerăm autorilor ca într-o ediţie ulterioară să includă şi aplicaţii numerice, ceea ce ar uşura utilizarea metodicilor de proiectare descrise.

E. SERACIN şi D. POPOVICI: **Tehnica acţionărilor electrice** (Ed. Tehnică, Bucureşti, 1985, 478 pagini.)

Rod al muncii unor specialişti cunoscuţi din învăţămîntul superior electrotehnic timişorean, lucrarea acoperă în mare măsură domeniul bazelor sistemelor de acţionare electrică.

Problematica generală a tehnicii acţionărilor electrice, capitolul de început, cuprinde chestiuni de ordin general cum ar fi: structura şi problemele sistemelor de acţionare electrică (SAE), cinematica, dinamica şi proprietăţile SAE, stabilitatea SAE. Se prezintă aspecte generale referitoare la procesele nestaţionare şi metode numerice şi analogice de calcul.

SAE cu maşini de curent continuu formează obiectul a două capitole următoare. Se expun caracteristicile mecanice şi metodele de pornire, frînare şi modificare a vitezei, diverse procese tranzitorii. Tehnica acţionărilor reversibile cu maşini de curent continuu (cu grup G-M, redresoare comandate şi variatoare de tensiune continuă) încheie această parte a lucrării.

SAE cu maşini de curent alternativ asincrone şi sincrone, ca şi acţionările cu maşini asincrone dublu alimentate se tratează în continuare. În afara unor probleme similare cu cele din SAE cu maşini de curent continuu, se examinează unele procese tranzitorii, acţionările cu arbori electrici şi cu motoare asincrone în cascadă.

Dimensionarea acţionărilor electrice şi comanda acestora constituie partea finală a monografiei. Sînt prezentate alegerea optimă a maşinii electrice de acţionare şi a sistemului de conversie a energiei, scheme de comandă a SAE şi comanda lor numerică. Se prezintă elemente de utilizarea calculatoarelor şi microprocesoarelor în SAE.

Un ansamblu de anexe utile încheie lucrarea, ca şi bibliografia sa generală cuprinzînd 200 de titluri.

Fiecare capitol conţine la sfîrşitul său aplicaţii numerice folositoare cititorului.

Monografia este utilă tuturor celor care doresc să se introducă şi să aprofundeze problematica generală a acţionărilor electrice.

D. ALEXA şi D. MICU: **Invertoare şi redresoare cu parametri energetici ridicaţi** (Ed. Tehnică, Bucureşti, 1986, 266 pagini.)

Lucrînd în învăţămîntul superior electrotehnic din Iaşi şi la ICPE Bucureşti, ambii autori sînt specialişti cunoscuţi din domeniile convertoarelor şi acţionărilor electrice, cu numeroase lucrări proprii publicate.

După definirea noţiunilor de convertor de putere, a comutaţiei naturale şi forţate, ca şi a clasificării convertoarelor în funcţie de comutaţie, se trece la comutaţia forţată din convertoarele cu tiristoare convenţionale sau cu comandă de blocare pe poartă (GTO).

Capitolele 3 şi 4 se ocupă de invertoarele cu comutaţie forţată şi de utilizarea invertoarelor în cadrul convertoarelor de frecvenţă cu circuit intermediar de curent continuu. Se trec în revistă invertoarele monofazate şi cele cu 6 pulsuri cu comutaţie forţată, variantele de invertoare trifazate cu 12 pulsuri. Se efectuează reglarea tensiunii de ieşire a invertoarelor, cît şi analiza şi calculul proceselor de comutaţie. Sînt studiate efectele armonicilor superioare asupra maşinilor asincrone alimentate, respectiv pierderile suplimentare din aceste maşini, ca şi armonicile superioare ale cuplului electromagnetic. Comanda motoarelor asincrone pe baza principiilor modulării impulsurilor în amplitudine (MIA) şi în durată (MID) se studiază detaliat.

Se prezintă un convertor special de frecvenţă, destinat alimentării unui grup de motoare asincrone a căilor cu role de laminor, intrîndu-se în detaliile de proiectare.

Capitolul terminal al monografiei are drept obiect redresoarele comandate cu comutaţie forţată, ce nu necesită putere reactivă de la reţea, simetrice şi asimetrice. Este redată proiectarea redresorului comandat nesimetric.

Exemplele de calcul sînt adecvate şi judicios conduse. Bibliografia generală a lucrării conţine 140 de titluri moderne şi reprezentative, fiind de real folos cititorilor.

Monografia reprezintă un ghid util proiectanţilor şi cercetătorilor atît sub raport fenomenologic, cît şi cantitativ, de proiectare, în specialităţile electrotehnică, automatică şi electronică, nefiind de neglijat nici de către cei care execută şi exploatează invertoare şi redresoare de diferite tipuri.

Prof. dr. ing. *Carol Saal*,
Universitatea din Braşov

ACADEMIA REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA

Comisia de Automatizări şi Acţionări
Ministerul Industriei Electrotehnice

Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică — ICPE — Bucureşti

Facultatea de Electrotehnică — Institutul Politehnic Bucureşti

organizează:

Conferința Internațională
Mașini și Acționări Electrice

Eforie-Nord
Hotel Europa
16—17 Septembrie 1986

Domeniile abordate:

— Motoare și servomotoare electrice;

— Noi tipuri de materiale magnetice și electroizolante;

— Componente electronice de putere;

— Tehnici și dispozitive de protecție și comutație în electronica de putere;

— Acționări electrice alimentate de la convertoare statice;

— Tehnici și algoritmi pentru comanda optimală a acționărilor electrice;

— Circuite LSI specializate pentru acționări electrice;

— Comanda acționărilor prin microprocesoare;

— Sisteme complexe de acționări electrice;

— Proiectarea asistată de calculator a mașinilor și acționărilor electrice;

— Monitorizarea și diagnoza mașinilor și acționărilor electrice;

Program preliminar

Ziua 1, 16 septembrie 1986	9.00 11.00	G1	Deschiderea lucrărilor conferinței				
		Secția A			Secția B		
	11.30 13.30	A11	Materiale și componente	Postere A1	B11	Dispozitive electronice și tehnici de protecție și comutație	Postere B1
	15.00 19.30	A12	Servomotoare		B12	Convertizoare statice	
Ziua 2, 17 septembrie 1986	9.00 11.00	A21	Motoare electrice de mare putere	Postere A2	B21	Sisteme complexe de acționări electrice	Postere B2
	11.30 13.30	A22	Performanțele motoarelor electrice alimentate de la convertizoare statice		B22	Comanda discretă prin microprocesoare a acționărilor electrice	
	15.00 18.30	A23	Proiectarea asistată de calculator a mașinilor și acționărilor electrice		B23	Traductoare, monitorizare, diagnoză	
	19.00	G2	Închiderea lucrărilor conferinței				

Conferința se bazează pe lucrări invitate ce urmează a fi prezentate de specialiști români și străini, precum și pe lucrări de tip poster, prezentate în holul conferinței. Toate lucrările acceptate urmează a fi publicate pînă la data de 16 septembrie 1986. În acest scop, autorii care doresc să prezinte lucrări în cadrul conferinței sînt invitați ca pînă la data de 1 august 1986 să trimită în două exemplare articolele respective (maximum 10 pagini, totdeauna un număr par de pagini, în limba engleză), dactilografiate la două rînduri, cu figurile în text.

O expoziție tehnică, organizată de către principalele intreprinderi producătoare de mașini și acționări electrice române va fi organizată în holul conferinței.

Trei mese rotunde vor fi organizate în zilele de 18—19—20 septembrie 1986 pe puntea unui vas ce va străbate canalele Deltei Dunării.

Tematica mesei rotunde este:

— tendințe noi în producerea de noi materiale și componente electronice utilizate în construcția mașinilor și acționărilor electrice;

— tendințe în utilizarea microprocesoarelor în comanda, monitorizarea și diagnoza mașinilor și acționărilor electrice;

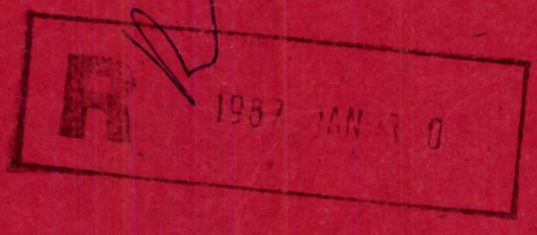
— tehnici noi în proiectarea asistată de calculator a mașinilor și sistemelor de acționări electrice.

PENTRU CORESPONDENȚĂ:
Dr. Fiz. ANA MARIA MOISIN;
ICPE București;
B-dul Tudor Vladimirescu 45—47;
Cod 79623;
Telefon 22.28.03; Telex 10.486.

INFORMAȚII GENERALE:
Dr. Ing. RĂZVAN MĂCUREANU
Academia R.S.R.;
Comisia de Automatizări și Acționări;
Calea Victoriei 125;
București.

E 2040/1

Elektrotechnik



Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI ANUL 34 • NR. 6 • AUGUST 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 6 august 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 23f.189.125 : 3.159.202

TRANSFORMATOR DE SUDARE CU ARC ELECTRIC

Coita, V. : **Asupra unei metode de proiectare a transformatoarelor monofazate pentru sudare cu arc electric.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 229

Lucrarea propune o metodă operativă de calcul al dimensiunilor geometrice ale bobinelor transformatoarelor monofazate de sudare cu arc electric, pornind de la tensiunea de scurtcircuit impusă. Totodată, se dau rezultatele experimentale obţinute în proiectarea şi execuţia unui transformator de sudare cu arc electric, pe baza metodei propuse.

CZ 621.316.53

CONTACTOARE DE JOASĂ TENSIUNE
REANCLANŞARE AUTOMATĂ

Conecini, I., Perju, M. : **Circuit de comandă cu reanclanşarea automată a contactoarelor de joasă tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 233

Se prezintă soluţii noi pentru schemele de comandă ale contactoarelor de joasă tensiune cu reanclanşarea după goluri de tensiune.

CZ 621.313.2 : 621.316.87

MAŞINA DE C.C.
REOSTATE DE PORNIRE ŞI FRÎNARE
METODA CVASIANALITICĂ

Dgeralu, P. ş.a. : **Metodă cvasianalitică pentru calculul reostatelor de pornire şi frînare la motoarele de c.c. cu caracteristica mecanică neliniară.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 237

Lucrarea expune o metodă cvasianalitică de calcul al reostatelor de pornire şi frînare la maşinile de c.c. cu caracteristică mecanică neliniară. Sînt deduse relaţii de calcul originale pentru numărul de trepte, valorile acestora şi vitezele de comutare. Este prezentat un algoritm şi un program pe calculatorul numeric cu aplicaţie pentru maşina de c.c. cu excitaţie—serie.

CZ 681.332

BLOC SENZORI
MULTIPLEXOR ANALOGIC
ECHIPAMENT PERIFERIC

Croitoru, V., Opricau, M., Boboc, M. : **Tastatura senzorială alfanumerică destinată echipamentelor periferice pentru tehnica de calcul.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 245

Se prezintă o tastatură senzorială, destinată echipamentelor periferice pentru tehnică de calcul, experimentată prin implantarea ei în cadrul unui dispozitiv de afişare alfanumerică — DAF 1001.

CZ 621.314.7

TRANSFORMATOARE ELECTRICE DE PUTERE
PROIECTARE AUTOMATĂ

Alecu-Călusiţă, M., Marinescu, O. : **Proiectarea automată a transformatoarelor electrice de putere sub 500 VA.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 248

Lucrarea se referă la proiectarea automată a transformatoarelor electrice de putere sub 500 VA, pe baza unui program de proiectare automată, cu standardizarea documentaţiei de execuţie şi a metodei de proiectare.

CZ 621.3.017.22

EFECT PELICULAR TRANZITORIU
CÎMP ELECTROMAGNETIC

Peicov, N. Al. : **Influenţa efectului pelicular tranzitoriu apărut în timpul, respectiv la deconectarea scurtcircuitelor, asupra distribuţiei cîmpului electromagnetic din căile de curent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 253

Se deduc expresiile cîmpului densităţii tranzitorii de curent apărute în conductoare în timpul scutrcircuitelor, respectiv la deconectarea acestora. Repartiţia spaţio-temporală a densităţii de curent este ilustrată prin diagrame adecvate.

CZ 621.313.33

MOTOR ASINCRON
PARAMETRI

Mihalache, M. : **Determinarea parametrilor interni ai motorului asincron utilizînd datele de catalog.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug 1986, p. 261

Folosind datele de catalog ale motorului asincron, în lucrare se determină parametrii interni ai acestuia.

CZ 621.3.032.25 : 512.831

CURENŢI TURBIONARI,
METODE DE CALCUL

Hortopan, G. : **Curenţi turbionari în ecranele barelor monofazate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 6, aug, 1986, p. 265

Se prezintă două metode de calcul pentru curenţii turbionari în anvelopa barelor ecranate monofazat. Una din metode, considerată aproximativă, cu folosirea funcţiilor exponenţiale ca soluţie a ecuaţiei Helmholtz se dovedeşte, în condiţii date, deosebit de utilă. A doua metodă a soluţiilor, de tip Bessel modificată, oferă o rezolvare numerică. Există un bun acord între cele două soluţii, confirmat de calcule aplicative.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 231.189.125 : 3.159.202

ТРАНСФОРМАТОР СВАРКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГОЙ

Коита, В.: **О методе проектирования однофазных трансформаторов для сварки электрической дугой.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 229

Работа предлогает оперативный метод вычиселния геометрических размеров обмоток однофазных трансформаторов сварки электрйческой дугой, исходя от принудительного напряжения короткого замыкания. Одновременно, приведены опытные результаты, получасмые при проектировании и исполнении трансформатора сварки электрической дугой, на основе выше указанного метода.

УДК 621.316.53

КОНТАКТОРЫ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ
АВТОМАТИЧЕСКОЕ ПОВТОРНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ

Конечини, И. Пержу, М.: **Цепь управления с автоматическим повторным включением контакторов низкого напряжения.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 233

Изложены новые решения для схем управления контакторами низкого напряжения с повторным включением после отсутствий напряжения.

УДК 621.313.2 : 621.316.87

МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА
РЕОСТАТЫ ПУСКА И ТОРМОЗА
КВАЗИАНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД

Деджерату, П. и др.: **Квазианалитический метод для расчёта реостатов пуска и тормоза у двигателей постоянного тока с нелинейной механической характеристикой.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** №. 6, август 1986 г., стр. 237

В работе представлен квазианалитический метод расчёта реостатов пуска и тормоза у машин постоянного тока с нелинейной механикеской характеристикой. Выведены оригинальные вычислительные отношения для числа ступеней, их значений и скоростей коммутации. Представляется алгоритм и программу на числовой вычислительной машине с применением для машины постоянного тока с серийным возбуждением.

УДК 681.332

БЛОК СЕНЗОРОВ
АНАЛОГОВЫЙ ЧАСТОТНЫЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬ
ПЕРИФЕРИЙНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Кроитору, В., Оприкан, М., Бобок, М.: **Альфа-цифровая сензорная тастатура, предназначенная для периферийных оборудований, применяемых в вычислительной технике.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 245

Представлена сензорная тастатура, предназначенная для периферийных оборудований, применяемых в вычислительной технике, испытываемая её внедрением в рамки приспосовления альфавитно-цифрового афишированния – Д А Ф 1001.

УДК 621.314.7

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
АВТОМАТИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Алеку-Кэлушицэ, М., Маринеску, О.: **Автоматическое проектирование электрических силовых трансформаторов до 500 ВА.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 248

Работа распространяется на автоматическое проектирование электрических силовых трансформаторов до 500 ВА на основе программы автоматического проектирования со стандартизацией документации выполнения и способа проектирования.

УДК 621.3.017.22

ПЕРЕХОДНЫЙ ПЛЕНОЧНЫЙ ЭФФЕКТ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Пейков, Н. Ал.: **Влияние пленочного переходкого эффекта, появляемого во время, соответственно при выключении коротких замыканий, на распределение электромагнитного поля с токовых путей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 253

Выведены выражения поля переходной плотности тока, появляемой в проводах во время коротких замыканий и при их выключении, соответственно.

УДК 621.313.33

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПАРАМЕТРЫ

Михалаке, М.: **Определение внутренних параметров асинхроного двигателя при помощи каталожных данных.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 261

Используя каталожные данные асинхронного двигателя, в работе определены его внутренние параметры.

УДК 621.3.032-25 : 512.831

ВИХРЕВОЙ ПОТОК
МЕДОДА ИСЧИСЛЕНИЯ

Хортопан, Г.: **Вихревой поток при экранах одофазних шин.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 34,** № 6, август 1986 г., стр. 265

Представляются два метода исчисления для вихревых поток при пневматической шине экранированных однофазных шин. Один из методов, считаемый приблизительным, с использованием как решение уравнения Гельмгольца показательных функций, в представленных условиях, является очень полезным. Второй метод решений, типа Бесселя изменяемых, обеспечивает цифровое решение. Между этими двумя методами решений является утвержденное согласие при меняемыми расчётами.

INHALT

DK 231.189.125 : 3.159.202

LICHTBOGENSCHWEISSTRANSFORMATOR

Coita, V.: **Zu einer Entwurfsmethode der einphasigen Lichtbogenschweisstransformatoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 229

Es wird eine operative Methode zum Berechnen geometrischer Abmessungen von Spulen einphasiger Lichtbogenschweisstransformatoren vorgeschlagen, ausgehend von der vorgeschriebenen Kurzschussspannung. Zugleich werden die experimentelle Ergebnise, erhalten beim Entwurf und Herstellung eines Lichtbogenschweisstransformators, auf Grund der vorgeschlagenen Methode, angezeigt.

DK 621.316.53

NIEDERSPANNUNGSEINSCHALTER
AUTOMATISCHE WIEDEREINSCHALTUNG

Conecini, I., Perju, M.: **Schaltsstromkreis mit automatischer Wiedersehaltung der Niederspannungseinschalter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 233

Es werden neue Lösungen für Schaltschema der Niederlpannungseinschalter mit Wiedereinschaltung nach Spannungslsüchen, dargeste llt.

DK 621.313.2 : 621.316.87

GLEISCHSTROMMASCHINE
ANLASS- UND BREMSRHEOSTATE
QUASIANALYTISCHE METHODE

Degeratu, P. usw.: **Quasianalytische Methode zum Berechnen der Anlass- und Bremsrheostaten an Gleichstrommotoren mit mechaniseher, nichtlinearer Charakteristik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 237

Es wird eine quasianalytische Methode zum Berechnen der Anlass- und Bremsrheostate an Gleichstrommaschinen mit mechanischer, nichtlinearer Charakteristik, dargestellt und die originallen Rechenverhältnisse der Stufenanzahl, deren Werte und Umschaltungsgeschwin digkeiten, abgeleitet. Es wurde zugleich ein Algorithmus und eine Program an Digitalrechner mit Anwendung an der Gleichstrommaschine mit Reihenschlusserregung, dargestellt.

DK 681.332

SENSORBLOCK
ANALOGISCHER MULTIPLEXER
PERIPHERIEAUSRÜSTUNG

Croitoru, V., Oprican, M., Boboc, M.: **Alphanumerische Sensortastatur, vorgesehen für Peripherieausrüstungen der Rechentechnik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 245

Es wird eine Sensortastatur dargestellt, die für Peripherieausrüstungen der Rechentechnik bestimmt ist. Sie wurde durch Implantieren an eine Alphanummerische-Anzeigeeinheit DAF 1001, erprobt.

DK 621.314.7

ELEKTRISCHE LEISTUNGSTRANSFORMATOREN
AUTOMATISCHER ENTWURF

Alecu-Călușiță, M., Marinescu, O.: **Selbsttätiger Entwurf der elektrischen Leistungstransformatoren unter 500 VA.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 248

Die Arbeit bezieht sich auf den selbsttätigen Entwurfelektrischer Leistungstransformatoren unter 500 VA, auf Grund eines Programmes für automtischen Entwurf mit Standardisierung der Herstellungsdokumentation und der Entwurfsmethode.

DK 621.3.017.22

TRANSITORISCHE OBERFLÄCHENWIRKUNG
ELEKTROMAGNETISCHESFELD

Peicov, N. Al.: **Einfluss der transitorischen Oberflächenwirkung auf die Verteilung des elektromagnetischen Feldes aus den Stromwegen, erschienen während, respektive beim Abschalten der Kurzschlüsse.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 253

Es werden die Ausdrücke des Feldes der transistorischen Stromdichte, erschienen an Leitern während des Kurzschlusses, respektive bei deren Abschaltung, abgeleitet. Die räumliche-zeitliche Verteilung der Stromdichte wird durch angemessene Diagramme veranschaulicht.

DK 621.313.33

ASYNCHRONMOTOR
PARAMETER

Mihalache, M.: **Bestimmung der Innenparameter des Asynchronmotors durch Anwendung der Katalogdaten.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 261

Anhand Katalogdaten des Asynchronmotors werden dessen Innenparameter bestimmt.

DK 621.3.032..25 : 512.831

WIRBELSTRÖME
BERECHNUNGS METHODEN

Hortopan, G.: **Wirbelströme in den Abschirmungen einphasiger Schienen.**

E.E.A — **Electrotehnica 34,** Nr. 6, Aug 1986, S. 265

Es werden zwei Methoden zur Berechnung der Wirbelströme in den Hüllen der einphasig geschirmter Schienen vorgestellt. Eine, die als Näherungsmethode gilt, mit Anwendung der Exponentialfunktionen als Lösung der Helmholtz-Gleichung, ist, unter gegebenen Bedingungen überaus nützlich. Die zweite Methode, die als Lösung die veränderte Besselsche Funtkionen aufweist, lieferte ein numerisches Ergebnis. Es besteht eine gute Übereinstimmung zwischen den zwei Lösungen, die durch praktische Rechnungen aufgezeigt wurden.

CONTENTS

DC 231.189.125 : 3.159.202

ELECTRIC ARC WELDING TRANSFORMER

Coita, V.: **On a mono-phase transformer design for arc welding.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 229

The work points to an operative method for the monophase transformer coil geometrical dimensions calculation, starting from the imposed short-circuit voltage. At the same time, the experimental results obtained for the electric arc welding transformer design and manufacturing, on the basis of the above mentioned method, are given.

DC 621.316.53

LOW VOLTAGE CONTACTORS
AUTOMATIC RESETTING

Conecini, I., Perju, M.: **Automatic, resetting control circuit for low voltage contactors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 233

New solutions for the low voltage contactor control circuits with resetting after voltage gaps, are presented.

DC 621.313.2 : 621.316.87

D.C. MACHINE
STARTING AND BRAKING RHEOSTATS
QUASI-ANALYTICAL METHOD

Degeratu, P. a.s.o.: **Quasi-analytical method for starting and breaking rheostat computation in case of d.c. motors with nonlinear mechanical characteristic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 237

In the study, a quasi-analytical methods for the starting and breacking rheostat computation in case of d.c. motors with nonlinear mechanical characteristic, is presented. Original computation relations for the step number, their values and the switching speeds are deduced. An algorithm and a numeric computer program with application for series excitation d.c. machine, are presented.

DC 681.332

BLOCK SENSORS
ANALOGIC MULTIPLEXOR
OFF-LINE EQUIPMENT

Croiloru, V., Oprican, M., Boboc, M.: **Alpha-numeric sensorial key board for the computing technique off-line equipment.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 245

A sensorial keyboard for the computing technique off-line equipment, experimental by its implementation in an alpha-numeric display device — DAF 1001, is presented.

DC 621.214.7

ELECTRIC POWER TRANSFORMERS
AUTOMATIC DESIGN

Alecu-Căluşiţă, M., Marinescu, O.: **Lower than 500 VA electric power transformer automatic design.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 248

The paper deals with lower than 500 VA electric power transformer design, on the basis on an automatic design program with the execution documentation and design method standardization.

DC 621.3.017.22

TRANSITORY SKIN EFFECT
ELECTROMAGNETIC FIELD

Peicov, N. Al.: **The influence of the transitory skin effect appeared during, respectively after, the short-circuit disconnecting, on the electromagnetic field distribution from the current paths.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 5, Aug. 1986, p. 253

The expressions of the transitory current density field appeared in the conductors during short-circuits, respectively at their disconnecting are deduced. The current density spatial-temporal distribution in illustrated by adequate diagrams.

DC 621.313.33

ASYNCHRONOUS MOTOR
PARAMETERS

Mihalache, M.: **Asynchronous motor internal parameter determination by using the catalogue data.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 261

By using the asynchronous motor catalogue data, its internal parameters are determined.

DC 621.3.032.25 : 512.831

EDDY CURRENTS
COMPUTING METHODS

Hortopan, G.: **Eddy currents in single-phase bar screens.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, Aug 1986, p. 265

Two computing methods for eddy currents in the envelope of single-phase screened bars are presented. One of the methods, considered approximate, employing exponential functions as a solution to the Helmholtz equation proves extremely useful under given conditions. The second method of modified Bessel solutions offers a digital solution. Computing applications confirm the good agreement between the two solutions.

S O M M A I R E

CD 231.189.125 : 3.159.202

TRANSFORMATEUR POUR LA SOUDURE À L'ARC VOLTAIQUE

Coita, V. : **Sur une méthode de projection des transformateurs monophasés pour la soudure à l'arc voltaique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 229

L'ouvrage propose une méthode opérative pour le calcul des dimensions géometriques des bobines des transformateurs monophasés pour la soudure à l'arc voltaique, en partant de la tension de court-circuit imposeé. On présente en même temps les résultats experimentaux obtenus dans la projection et l'exécution d'un transformateur pour la soudure à l'arc voltaiques, bases sur la méthode proposé.

CD 621.316.53

CONTACTEUR DE BASSE TENSION
RÈENCLANCHEMENT AUTOMATIQUE

Conecini, I., Perju, M. : **Circuit de commande à réenclanchement automatique des contacteurs de bases tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 233

On presente de nouvelles solutions pour les schémas de commande des contacteurs de basse tension à réenclanchement après les vides de tension.

CD 621.313.2 : 621.316.87

MACHINE DE C.C.
RHÉOSTAT DE DEMARRAGE ET DE FREINAGE
MÉTHODE QUASIANALYTIQUE

Degeratu, P. et au. : **Méthode quasianalytique pour le calcul de rhéostats de démarrage et de freinage pour les moteurs de c.c. à caracteristique méchanique non linéaire.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 237

L'ouvrage expose une méthode quasianalytique pour le calcul des rhéostats de démarrage et de freinage pour les machines de c.c. à caractéristique mécanique non-linéaire. On dé des relations de calcul originales pour le nombre de paliers et leurs valeurs, ainsi que pour les vitesses de commutation. On présente un algorythme et un programme pour calculateur numérique ayants une application dans le domaine de la machine de c.c. à excitation en séries.

CD 681.332

BLOC CAPTEURS
MULTIPLEXEUR ANALOGIQUE
ÉCHIPEMENT PÉRIPHÉRIQUE

Croitoru, V., Oprican, M., Boboc, M. : **Tastature sensorielle alphanumérique destinée aux équipement périphériques pour la technique de calcul.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 245

On présente une tastature sensorielle destinée aux équipments périphériques pour la technique de calcul, expérimentée par l'implantation de celle-ci au cadre d'un dispositif d'affichage alphanumerique DAF 1001.

CD 621.314.7

TRANSFORMATEURS ÉLECTRIQUES DE PUISSANCE
PROJECTION AUTOMATIQUE

Alecu-Călușiță, M., Marinescu, O. : **Projection automatique des transformateurs électriques de puissance pour une plage inférieure à 500 VA.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 248

L'ouvrage se refère à la projection automatique des transformateurs électriques de puissance pour une plage inférieure à 500 VA, s'appuyant sur une programme de projection automatique, avec standardisation de la documentation d'exécution, ainsi que de la méthod de projection.

CD 621.3.017.22

EFFET PELLICULAIRE TANSITOIRE
CHAMP ÉLECTROMAGNETIQUE

Peicov, N. Al. : **L'influence de l'effet pelliculaire transitoire parru pendant les court-circuits, respectivement au moment de la déconnexion de court-circuits, sur la distribution du champ électromagnétique des voies de courant.**

E.E.A.— **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 253

On déduit les expressions du champ de la densité transitoire de courant, parue dans les conducteurs pendant les court-circuits, respectivement à la déconnexion de ceux-ci. La répartition en espace et temps de la densité de courant est illustreé par des diagrammes adéquates.

CD 621.313.33

MOTEUR ASYNCHRONE
PARAMÉTRES

Mihalache, M. : **Détermination des paramètres internes du moteur asynchrone, en employant les données du catalogue.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, No. 6, août 1986, p. 261

Tout en employant les données du catalogue concernant le moteur asynchrone, on détermine dans l'ouvrage le paramètres internes de celui-ci.

CD 621.3.032.25 : 512.831

COURANTS FOUCAULT
MÉTHODES DE CALCUL

Hortopan, G. : **Courants Foucault dans les barres écranées monophasées.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 6, août 1986, p. 265

On y présente deux méthodes de calcul pour les courants Foucault dans l'enveloppe des barres écranées monophasées. L'une de ces méthodes, considére approximative, utilisant les fonctions exponentielles comme solution de l'équation Helmholtz, s'avère, dans des conditions données, particulièrement utile. La seconde méthode basée sur les solutions de type Bessel modifiées, offre une résolution digitale. Les deux méthodes concordent étroitement, fait confirmé par les calculs applicatifs.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informația“
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2337

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 6

CZ 231.189.125 : 3.159.202

TRANSFORMATOR DE SUDARE CU ARC ELECTRIC

Asupra unei metode de proiectare a transformatoarelor monofazate pentru sudare cu arc electric

VASILE COITA * — TIMIŞOARA

Introducere

Pentru transformatoarele clasice metodele de proiectare sînt perfecţionate, astfel încît calculatorul se poate utiliza frecvent în proiectare. În cazul transformatoarelor pentru sudare cu arc electric, prin specificul lor, metodele de calcul sînt mai puţin perfecţionate, soluţia finală obţinîndu-se după un număr relativ mare de iteraţii. Lucrarea propune o metodă operativă pentru calculul dimensiunilor geometrice ale bobinelor transformatoarelor de sudare, metodă pentru exemplificarea căreia se prezintă şi verificările experimentale.

1. Determinarea inductivităţii de dispersie

Modelul de transformator pentru care se face calculul este reprezentat în figura 1. Se presupune că înfăşurarea primară *1*

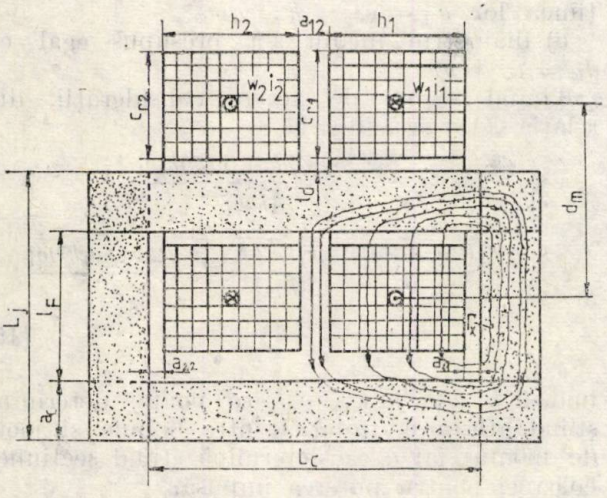


Fig. 1. Explicativă la calculul inductivităţii de dispersie.

este alimentată de la reţeaua de tensiune alternativă monofazată, iar înfăşurarea secundară *2* este conectată în scurtcircuit. În acest caz înfăşurarea primară produce cîmpul magnetic de dispersie în tot spaţiul ferestrei transformatorului. Determinarea inductivităţii de dispersie se poate face adoptînd ipoteze simplificatoare şi anume: a) se consideră că permitivitatea miezului magnetic este foarte mare, în comparaţie cu cea a aerului;

b) liniile cîmpului magnetic de dispersie se consideră radiale, în raport cu coloana transformatorului şi $c_{r1} = c_{r2}$, iar $c_{r1} + 21_d$ este de acelaşi ordin de mărime cu lăţimea ferestrei transformatorului l_F. În acest caz lungimea în aer a liniilor cîmpului magnetic este:

$$l_H = c_{r1}/k_R,$$

unde: $k_R = 1 - (h_1 + a_{12} + h_2)/\pi c_{r1}$ este factorul lui Rogowski.

Se poate scrie că:

$$\int_{\Gamma} H d\mathbf{r} = \int_{aer} H d\mathbf{r} = H_d l_H. \qquad (1)$$

Deci, rezultă valoarea cîmpului magnetic H_0 în zona a_{12}:

$$H_0 = |w_1 i_1|/l_H; \quad B_0 = \mu_0 H_0; \qquad (2)$$

c) în calcule se consideră un diametru mediu al înfăşurărilor:

$$d_m = a_c + 21_d + c_{r1}; \qquad (3)$$

d) cele două înfăşurări sînt astfel parcurse de curent încît:

$$w_1 i_1 + w_2 i_2 = 0. \qquad (4)$$

Inductivitatea totală de dispersie se poate determina ştiind că energia înmagazinată în cîmpul magnetic de dispersie este:

$$W_m = \frac{1}{2}\int_{V_d} \mu_0 H_x^2 dv = \frac{1}{2}\int_0^{h_1+a_{12}+h_2} \mu_0 H_x^2 \pi d_m l_H dx. \qquad (5)$$

*Ing. *Coita, V.* — Facultatea de Electrotehnică — Timişoara.

Fluxul magnetic de dispersie elementar $\mu_0 H_x^2 \pi d_m dx$, înlănțuie spirele $w_x = w_1/h_1$ cuprinse de linia de cîmp Γ_x, care se închide la distanța x de baza bobinei. Aplicînd legea circuitului magnetic pentru linia de cîmp Γ_x se poate determina intensitatea cîmpului magnetic de dispersie H_x:

$$H_x = \frac{w_1 i_1}{h_1} \frac{1}{l_H} x, \text{ pentru } x \in (0, h_1), \quad (6)$$

$$H_x = \frac{w_1 i_1}{l_H}, \text{ pentru } x \in (h_1, h_1 + a_{12}), \quad (7)$$

$$H_x = \frac{w_2 i_2}{h_2} \frac{1}{l_H} (h_1 + a_{12} + h_2 - x) = -\frac{w_1 i_1}{h_2} \frac{1}{l_H} (h_1 + a_{12} + h_2 - x),$$

$$\text{pentru } x \in (h_1 + a_{12}, h_1 + a_{12} + h_2). \quad (8)$$

Deci, energia înmagazinată în cîmpul magnetic de dispersie este:

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} \int_0^{h_1} \left(\frac{w_1 i_1}{h_1} \frac{1}{l_H} x \right)^2 \pi d_m l_H \, dx + \frac{\mu_0}{2} \int_{h_1}^{h_1 + a_{12}} \left(\frac{w_1 i_1}{l_H} \right)^2 \pi d_m l_H dx + \frac{\mu_0}{2} \int_{h_1 + a_{12}}^{h_1 + a_{12} + h_2} \left[-\frac{w_1 i_1}{h_2} \frac{1}{l_H} (h_1 + a_{12} + h_2 - x) \right]^2 \pi d_m l_H dx. \quad (9)$$

După efectuarea calculelor se obține:

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} w_1^2 i_1^2 \frac{\pi d_m}{l_H} \left(a_{12} + \frac{h_1 + h_2}{3} \right). \quad (10)$$

Ținînd seama de faptul că:

$$W_m = \frac{1}{2} L_{\sigma 1} i_1^2, \quad (11)$$

rezultă că inductivitatea de dispersie este:

$$L_{\sigma 1} = \mu_0 w_1^2 \frac{\pi d_m}{l_H} \left(a_{12} + \frac{h_1 + h_2}{3} \right). \quad (12)$$

Deci reactanța de scurtcircuit X_{sc} a transformatorului de sudare cu arc electric are valoarea:

$$X_{sc} = \omega L_{\sigma 1} = 2\pi^2 f \mu_0 w_1^2 \frac{d_m}{l_H} \left(a_{12} + \frac{h_1 + h_2}{3} \right). \quad (13)$$

Pentru o funcționare în condiții corespunzătoare, la proiectarea transformatorului pentru sudare cu arc electric se limitează curentul de scurtcircuit la aproximativ de 1,5 ori curentul de sudare. Cunoscînd tensiunea de scurtcircuit impusă u_{sc} se poate determina reactanța de scurtcircuit X_{sc}, neglijînd, într-o primă aproximație, tensiunea de scurtcircuit activă u_{sca}:

$$u_{scr} = \sqrt{u_{sc}^2 - u_{sca}^2} \cong u_{sc} = \frac{I_{1N} X_{sc}}{U_{1N}} 100, \ \%, \quad (14)$$

unde u_{scr} este tensiunea de scurtcircuit reactivă.

În calculele de proiectare ale transformatorului, care, după cum se știe, sînt iterative, este important să se poată determina parametrii geometrici ai bobinelor astfel încît să poată fi obținută tensiunea de scurtcircuit fără a se face prea multe iterații. Din acest motiv pentru transformatorul de sudare proiectat s-au făcut următoarele considerații:

a) înălțimile bobinelor h_1 și h_2 s-au presupus egale $h_1 = h_2 = h$;

b) dimensiunile radiale ale bobinelor s-au considerat egale și de aceași valoare cu înălțimea lor $c_{r1} = c_{r2} = h$;

c) diametrul mediu s-a presupus egal cu $d_m = a_c + h$.

Ținînd seama de aceste considerații, din relația (13) rezultă că:

$$h = \frac{3X_{sc} - (2a_c + 3a_{12}) k w_1^2 + \sqrt{[(2a_c + 3a_{12}) k w_1^2 - 3X_{sc}]^2 - 24 a_{12} a_c k^2 w_1^4}}{4 k w_1^2} \quad (15)$$

unde: $k = 2\pi^2 f \mu_0 k_R$, a_{12} se poate determina știind grosimea izolației între bobine și jocul de montaj, iar a_c se determină știind secțiunea coloanei pentru puterea impusă.

2. Determinarea secțiunii miezului magnetic

Dimensionarea circuitului magnetic s-a făcut impunînd tensiunea pe spiră ca fiind $U_w = 1{,}11$ V/spiră. Aria secțiunii coloanei rezultă:

$$A_c = U_w / \pi \sqrt{2} f B_c, \quad (16)$$

în care f este frecvența rețelei, iar B_c inducția admisă în coloană. Inducțiile uzuale folosite la transformatoarele uscate pe miezuri din tablă laminată la cald sînt cuprinse între (0,8—1,3) T. În general, la transformatoare cu puteri sub 5 kVA valorile inducției în coloană se aleg către limitele inferioare. Pentru realizarea circuitului magnetic s-au folosit tole din tablă laminată la cald cu grosimea de 0,35 mm, jugul fiind întreţesut cu coloana la 90° și avînd aceeași secțiune ca și coloana. Forma miezului magnetic este dreptunghiulară $A_c = a_c b_c$, unde a_c este lățimea tolelor, iar b_c este grosimea pachetului de tole.

3. Dimensionarea înfășurărilor

Cunoscînd tensiunea pe spiră U_w și tensiunea secundară de amorsare a arcului electric, U_{2N}, se poate determina numărul de spire din înfășurarea secundară. Avînd în vedere regimul greu în care funcționează transformatorul, se mărește numărul de spire atît din secundar, cît și din primar, cu 25%.
Deci:

$$w_1 = \frac{U_{1N}}{U_w} \cdot 1{,}25\,; \quad w_2 = \frac{U_{2N}}{U_w} \cdot 1{,}25. \tag{17}$$

Considerînd o durată relativă de funcționare $DA = 50\%$ se admite o densitate de curent $j = 5{,}5$ A/mm². Pentru $\cos \varphi_2 = 1$, avînd în vedere caracterul rezistiv al arcului electric rezultă:

$$I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}}, \quad I_{2S} = \frac{S_N \cos \varphi_2}{U_{2S}}, \quad \beta = \frac{I_{2S}}{I_{2N}}, \tag{18}$$

în care: S_N este puterea aparentă nominală; I_{2N} — curentul nominal din secundar: I_{2S} — curentul de sudură; iar U_{2S} — tensiunea din secundar de menținere a arcului electric. Efectuînd calculele pentru primar la un factor de putere inductiv $\cos \varphi_1 = 0{,}73$ se obține:

$$I_{1N} = \frac{S_N \cos \varphi_1}{U_{1N}}\,; \quad I_{1S} = \beta I_{1N}. \tag{19}$$

Avînd în vedere densitatea de curent j, rezultă secțiunea conductorului:

$$s_1 = \frac{I_{1S}}{j}\,; \quad s_2 = \frac{I_{2S}}{j}. \tag{20}$$

Se aleg apoi conductoarele cu secțiunea standardizată, recalculîndu-se densitățile reale de curent pentru înfășurarea primară și secundară. Pentru determinarea parametrilor constructivi ai bobinelor se stabilesc dimensiunile pentru lățimea tolelor și grosimea pachetului de tole. Se admite pentru a_c o valoare standardizată și se determină b_c știind aria coloanei A_c. De asemenea, pentru determinarea înălțimii h a bobinelor se folosește relația (15).

Pentru înfășurarea secundară s-a ales un conductor profilat din cupru cu dimensiunile $a \times b$. Ținînd seama de izolație, dimensiunile conductorului sînt $a' \times b'$. Bobinarea s-a efectuat pe latura a', a conductorului profilat. Numărul de spire pe un strat se determină cu relația:

$$W_{st2} = \frac{h}{b' + \Delta b'}, \tag{21}$$

unde $\Delta b'$ este jocul de bobinaj. Numărul de straturi ale înfășurării secundare este:

$$N_{st2} = \frac{w_2}{W_{st2}}. \tag{22}$$

Dimensiunea radială a bobinei corespunzătoare celor N_{st2} straturi este:

$$c_{r2} = N_{st2}(a' + \Delta b' + \Delta i_z), \tag{23}$$

în care Δi_z este grosimea izolației între straturi.

Pentru înfășurarea primară s-a ales un conductor rotund cu diametrul d, respectiv d', ținînd seama de izolație. Se determină apoi numărul de spire pe un strat W_{st1}, numărul de straturi necesare N_{st1} și creșterea radială a bobinei primare c_{r1}. Înfășurarea primară este prevăzută cu două prize de reglaj al tensiunii, respectiv curentului de sudură.

4. Definitivarea parametrilor geometrici ai miezului magnetic

Avînd în vedere că bobinele vor fi montate succesiv pe coloană, lungimea coloanei rezultă din relația:

$$L_c = h_1 + h_2 + a_{12} + a_{11} + a_{22} = 2h + 4g_{iz} + \Delta l_c, \tag{24}$$

în care g_{iz} este grosimea izolației, iar Δl_c este jocul de montaj. Lățimea ferestrei, ținînd seama de dimensiunea radială a bobinelor, se determină cu relația:

$$l_F = c_{rm} + g_z + \Delta l_F, \tag{25}$$

unde c_{rm} este dimensiunea radială cea mai mare dintre cele două dimensiuni radiale c_{r1} și

c_{r2}, iar Δl_F este jocul de montaj. Lungimea jugului rezultă ca fiind :

$$L_j = l_F + 2a_c. \quad (26)$$

Dimensiunile tolelor, avînd în vedere că jugul este întreţesut cu coloana la 90°, sînt :

$(L_c + a_c) \times a_c \times 0{,}35$ — pentru coloană, (27)

$(l_F + a_c) \times a_c \times 0{,}35$ — pentru jug. (28)

5. Realizări experimentale

Folosind metoda prezentată s-a proiectat şi executat un transformator pentru sudare cu arc electric, figura 2, avînd următoarele date nominale :

— puterea aparentă $S_N = 3\,000$ VA ;
— tensiunea de alimentare în primar $U_{1N} = 220$V ;
— tensiunea de amorsare a arcului electric $U_{2N} = (48-52)$ V ;
— curentul de sudură $I_{2S} = 120$ A ;
— tensiunea de menţinere a arcului electric $U_{2S} = 22$ V ;
— tensiunea de scurtcircuit $u_{sc} = 81\,\%$.

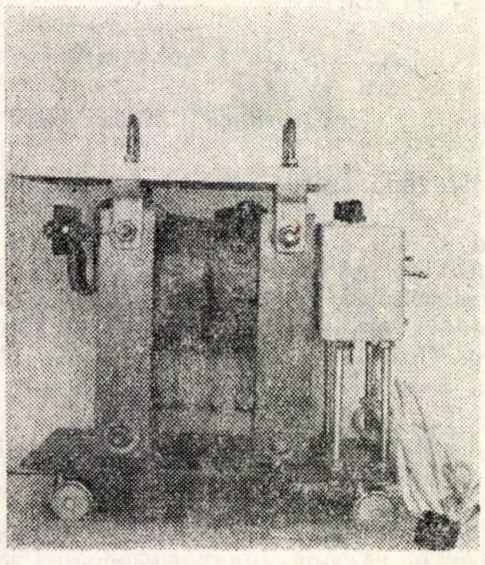


Fig. 2. Transformator monofazat pentru sudare cu arc electric.

Rezultatele încercărilor experimentale cu diferiţi electrozi de sudură sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul nr. 1

U_1	I_1	U_{2S}	I_{2S}	Electrod de sudură
V	A	V	A	Φ, mm
220	18,5	25	80	2
220	19,5	24	110	2,5
220	20,5	22	125	3,25

Caracteristica $I_{2sc} = f(U_1)$ ridicată experimental este reprezentată în figura 3a, iar variaţia mărimilor I_{10}, P_{10} şi cos φ_0 în funcţie de U_{10} (la mersul în gol) este reprezentată în figura 3b.

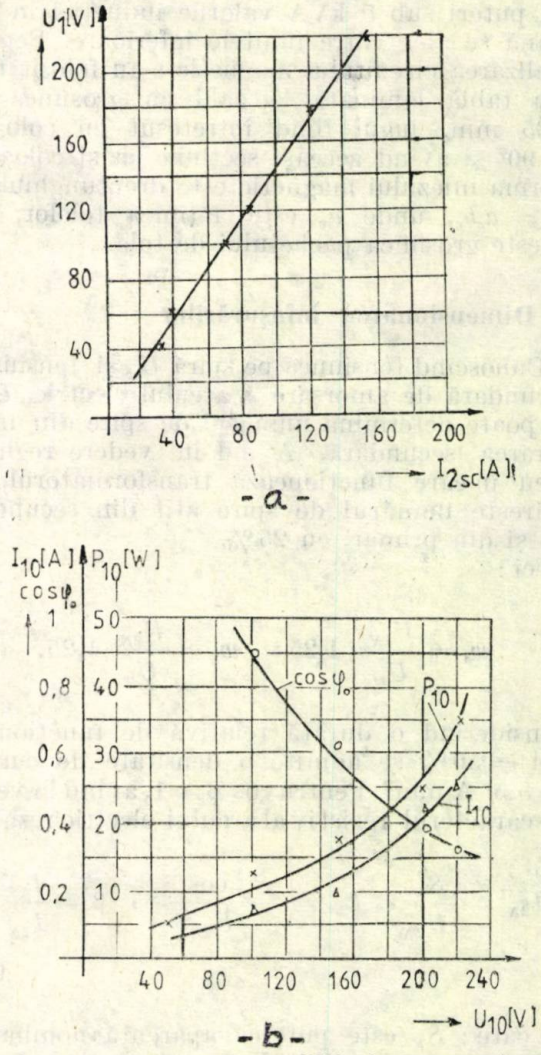


Fig. 3 a. Caracteristica $I_{2sc} = f(U_1)$; b. Dependenţa mărimilor I_{10}, P_{10} şi cos φ_0 de U_{10}.

6. Concluzii

Transformatorul pentru sudare, proiectat după metoda expusă în lucrare, poate fi utilizat în ateliere-şcoală, ateliere direct productive şi de întreţinere din cadrul întreprinderilor industriale, care execută un volum restrîns de operaţii de sudare, înlocuind transformatoarele de putere şi gabarit mare, cu consecinţe favorabile în minimizarea consumului specific de energie electrică.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Maşini electrice, Bucureşti, E.D.P., 1977.
[2] *Bălă, C.* Maşini electrice, Bucureşti, E.D.P., 1979.
[3] *Coita, V.* Consideraţii teoretice şi experimentale privind proiectarea şi execuţia unui transformator monofazat pentru sudare cu arc electric. Comunicare la sesiunea Electromotor — I.P. „Traian Vuia", Timişoara, 17—18 februarie 1984.

CZ 621.316.53

CONTACTOARE DE JOASĂ TENSIUNE
REANCLANȘARE AUTOMATĂ

Circuit de comandă cu reanclașarea automată a contactoarelor de joasă tensiune

ION CONECINI, MIHAI PERJU* — BUCUREȘTI

Considerații generale

Odată cu dezvoltarea și modernizarea accelerată a industriei, principala problemă cu care se confruntă energetica industrială este asigurarea continuității funcționării proceselor industriale. Avînd în vedere gradul înalt de electrificare a acestora, problema parametrilor de calitate ai energiei electrice, furnizată consumatorilor industriali, rămîne cea mai importantă problemă a energeticii, alături de cea a economiei energiei și combustibililor.

Pintre abaterile de la calitatea energiei electrice, o categorie specială o formează golurile de tensiune și întreruperile de scurtă durată, determinate de funcționarea automaticii de sistem. Aceste fenomene sînt inevitabile în orice sistem energetic, chiar în cazul unei funcționări absolut normale, în limitele tehnice actuale.

De altfel, golul de tensiune este definit ca fiind scăderea amplitudinii (sau a valorii eficace) a tensiunii unei rețele electrice într-un anumit punct al acesteia, cuprinsă între o valoare minim sesizabilă și valoarea nominală, care are o durată de cel mult 3 secunde.

În cazul funcționării automatizărilor de tip AAR sau RAR a reeșit scăderea tensiunii pînă la zero pe perioada reglată.

Față de astfel de situații, gradul în care un consumator industrial este afectat depinde, în principal, de caracteristicile perturbației și de sensibilitatea receptoarelor proprii față de acestea.

La consumatorii industriali, majoritatea receptoarelor alimentate în joasă tensiune și, în special, motoarele electrice, se racordează la rețea prin contactoare și ruptoare electromagnetice.

Deși prezența golurilor de tensiune nu afectează direct acest gen de aparate, comenzile pe care acestea le asigură devin nesigure și întotdeauna însoțite de efecte negative.

Dacă golul de tensiune apare în momentul unei anclanșări, aceasta va fi ratată; dacă însă perturbația se produce la o declanșare, aceasta este facilitată. Cele două cazuri sînt rar întîlnite, în mod curent golurile de tensiune apărînd atunci cînd contactorul este în poziție închis și provocînd deconectarea receptorului comandat.

* Ing. *Conecini, I.* și ing. *Perju, M.* — Exploatarea Rețelelor Electrice Exterioare de Înaltă Tensiune — București.

1. Scheme utilizate pînă în prezent pentru comanda contactoarelor de joasă tensiune

Pentru menținerea în funcțiune a unor instalații tehnologice după goluri de tensiune, reanclanșarea manuală nu este întotdeauna posibilă în timpul impus de parametrii funcționali ai acestor instalații tehnologice și nu se ploate face decît la un număr limitat de receptoare.

Pentru evitarea unor asemenea neajunsuri, în literatura de specialitate și în practică sînt cunoscute și realizate o serie de montaje (scheme, dispozitive), care pot fi împărțite în două grupe:

— scheme care asigură menținerea închisă a contactorului, pe durata golului de tensiune, dar comandă declanșarea, dacă aceasta depășește o valoare prescrisă;

— scheme care lasă contactorul să se deschidă la un gol de tensiune, dar asigură reanclanșarea, dacă durata golului nu depășește o anumită limită.

Schemele cele mai uzuale cunoscute în prezent sînt:

1.1. Scheme cu utilizarea curentului continuu (de la baterii de acumulatoare) în circuitele de comandă, fie direct în circuitul bobinei (care se construiește pentru curent continuu), fie în circuitul bobinei unui releu de curent continuu, al cărui contact închide și deschide circuitul bobinei contactorului alimentată, în curent alternativ la tensiunea de pe bare.

1.2. Scheme cu utilizarea unui releu de timp de curent alternativ cu temporizare la revenire, sau cu utilizarea unui releu tip RI-7 cu reținere mecanică în starea anclanșat.

1.3. Schema cu bloc de temporizare, format dintr-un condensator ce se descarcă pe un releu de curent continuu.

1.4. Schema de comandă cu contacte ferme.

Dintre dezavantajele acestor scheme se menționează:

— schemele care utilizează tensiuni de comandă independente de tensiunea de pe barele de distribuție (schemele de la pct. 1.1.), implică realizarea unei rețele de distribuție a curentului operativ, suprapusă pe rețeaua de distribuție a energiei.

Aceasta complică instalațiile, determină un cost mai ridicat și complică lucrările de întreținere.

Dezavantajul major al acestor scheme este gradul de fiabilitate redus în alimentarea consumatorilor, în sensul că, defectele din rețeaua

curentului operativ conduc la scoaterea din funcțiune a tuturor contactoarelor alimentate din rețeaua respectivă.

Schemele de comandă prezentate la punctele 1.2, 1.3 și 1.4, care asigură reanclanșarea contactoarelor după golurile de tensiune, folosind ca tensiune de comandă tensiunea de pe bare, nu se pot aplica contactoarelor capsulate, care se montează lîngă motor. Aceste scheme se pot aplica numai la contactoarele montate în tablourile electrice, pentru a se putea realiza legăturile electrice necesare și montarea aparatajului suplimentar (releu de timp, releu cu reținere mecanică tip RI-7, blocuri de temporizare cu condensator și releul de curent continuu etc.).

Schemele de comandă cu contacte ferme, prezentate la punctul 1.4., necesită realizarea unor barete de tensiune pentru comandă și semnalizare, la fiecare secție de bare de distribuție (cu releu RI-3T și Rc). De asemenea aceste scheme necesită înlocuirea butoanelor de anclanșare cu chei la fiecare contactor, iar repornirea utilajelor, în cazul unei lipse prelungite a tensiunii pe barele de distribuție, se face după manevrarea tuturor cheilor de comandă-anclanșare a contactoarelor alimentate din același circuit de tensiune.

3. Schemele de comandă propuse pentru contactoarele de joasă tensiune cu reanclanșare după goluri de tensiune

Soluțiile propuse pentru schemele de comandă ale contactoarelor de joasă tensiune au în vedere utilizarea tensiunii de pe bară, ca tensiune de comandă și, memorîndu-se pe o anumită durată starea de anclanșat a contactoarelor, anterioară golului de tensiune, se menține posibilitatea reanclanșării contactoarelor, dacă tensiunea pe bare revine într-un interval de timp limitat.

În acest fel se realizează scheme de comandă simple, sigure și ieftine, care elimină principalele dezavantaje existente la schemele utilizate pînă în prezent.

Schemele propuse utilizează un releu de timp electropneumatic tip RTp, fabricație IEPAM Bîrlad (cod 43641341 catalog 1982) prezentat în figura 1.

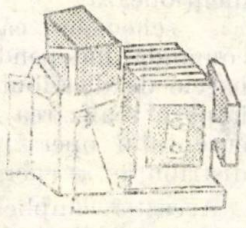


Fig. 1. Releul de timp electropneumatic tip RTp, fabricație IEPAM Bîrlad.

Releul se compune dintr-un electromagnet, un dispozitiv pneumatic de temporizare și un microîntreruptor.

Tensiunea de alimentare a electromagnetului poate fi de 24 V, 110 V, 220 V, 380 V, curent alternativ, sau de 24V, 42V, 110 V, 220 V, curent continuu.

Dispozitivul pneumatic, realizat în două variante constructive, asigură o temporizare reglabilă între 0,1—60 secunde, în varianta 1, și o temporizare cuprinsă între 0,5—300 secunde, în varianta 2.

Microîntreruptorul (de fabricație „Electroaparataj" cod 5911) are următoarele caracteristici: $U_n = 380$ V; $I_n = 4$A;

Acest releu are o construcție robustă, dimensiuni relativ reduse (12×7×10 cm) și o greutate de circa 1 000 g.

Schema releului de timp electropneumatic, fabricație IEPAM Bîrlad, este prezentată în figura 2.

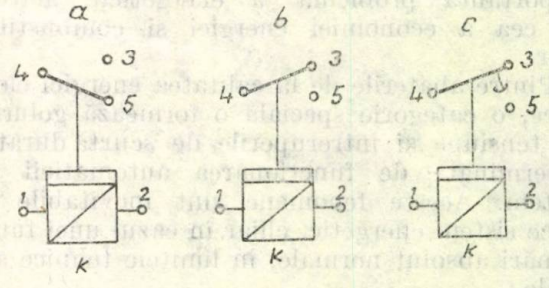


Fig. 2. Schema electrică a releului de timp electropneumatic tip RTp, fabricație IEPAM Bîrlad: a—poziția repaus; b—poziția anclanșat; c—poziția declanșat; — contactul 4—3 cu temporizare la deschidere.

Racordarea acestui releu în circuitul de comandă al unui contactor este deosebit de simplă și se poate aplica la schemele existente fără a modifica elementele acestora.

Schema de acționare pentru majoritatea contactoarelor de tipul TCA și AC3, din seria de fabricație mai veche, și a celor de tipul AR și RC, din seria nouă de fabricație „Electroaparataj" este prezentată în figura 3 (circuitele cu linie plină).

Comanda de închidere se poate da numai dacă există tensiune la bornele de intrare în contactorul ce urmează a alimenta consumatorul, dacă siguranțele pe circuitul de comandă nu sînt arse, dacă releul intermediar RI este dezexcitat (contactul său 5—6 în poziție normal închis) și dacă blocul de relee termice (BRT) este conectat.

În această situație, prin, acționarea butonului de anclanșare I se alimentează bobina electromagnetului C, aceasta închizînd contactorul.

Prin contactul $C(2—4)$, care s-a închis odată cu comutatorul, se asigură alimentarea în continuare a bobinei.

Declanșarea poate surveni prin apăsarea butonului D sau:

— la scurtcircuitele în receptor, care ard siguranțele din amonte de contactor;

— la suprasarcină prin BRT;

— la dispariția sau scăderea sub 70% a tensiunii ce asigură alimentarea bobinei *C*.

Prin intercalarea releului de timp electropneumatic se obține o schemă ce asigură reclanșarea contactoarelor după golurile de tensiune, pe principiul memorării pe o durată limitată a stării anclanșat a contactoarelor, anterioară golurilor de tensiune, obținîndu-se posibilitatea reanclanșării la revenirea tensiunii pe bare.

Dacă însă în această perioadă, în interiorul timpului reglat al releului, reapare tensiunea, bobina *C* este alimentată prin contactele *4—3*, pe care le găsește închise, și contactorul se închide.

Comanda de declanșare se dă prin butonul *D*, care, închizînd pentru scurt timp contactele *2—4*, excită releul intermediar RI, aceasta se automenține prin închiderea contactului normal deschis *1—3* și își deschide contactele

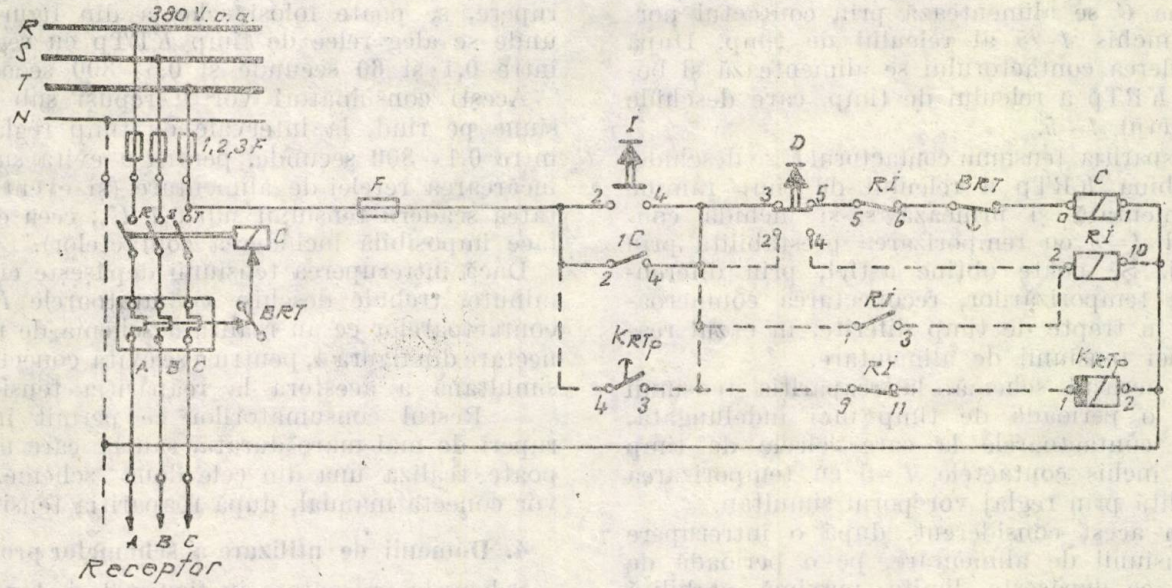


Fig. 3. Schema de comandă a contactorului (cu linia plină) și racordarea releului de timp și releului intermediar (cu linie punctată): *C* — bobina contactorului; K_{RTp} — bobina releului de timp electropneumatic; *RI* — bobina releului intermediar.

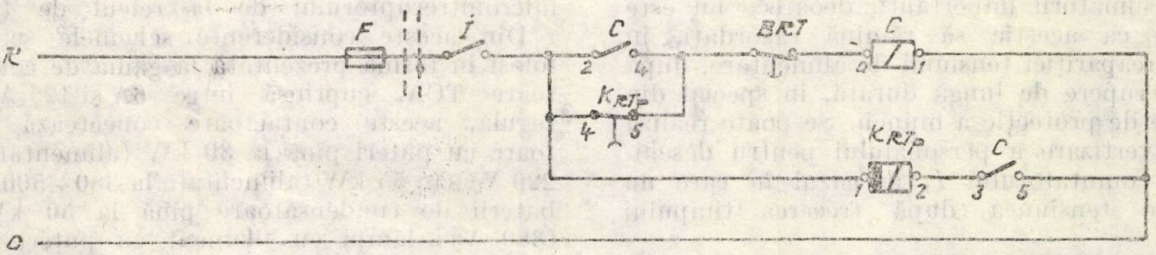


Fig. 4. Schema de comandă a contactorului la care butoanele de comandă sînt înlocuite cu comutatoare cu două poziții.

Funcționarea acestei scheme este cea prezentată mai jos.

Odată cu transmiterea comenzii de anclanșare a contactorului prin butonul *I*, se asigură alimentarea bobinei releului de timp electropneumatic *K* (RTp), care își închide contactul *4—3*, contact cu temporizare la deschidere.

La dispariția tensiunii de alimentare (sau scăderea acesteia sub circa 0,7 U_n) contactorul deschizîndu-se declanșează și contactul auxiliar de automenținere *C*(2—4). Bobina releului de timp *K*RTp rămîne nealimentată, dar se declanșează dispozitivul pneumatic care va deschide, după timpul reglat, contactul *4—3*. normal-închis *5—6* și *9—11*. Bobina *C* a contactorului și *K*RTp al releului de timp rămîn fără tensiune și comandă deschiderea contactorului, inclusiv a contactului auxiliar *C*(*2—4*) și declanșarea dispozitivului pneumatic al releului de timp.

După timpul reglat, contactul *4—3* se va deschide și va dezexcita releul intermediar RI, schema fiind pregătită pentru o nouă comandă de anclanșare.

Releul RI este un releu intermediar de curent alternativ, care are cel puțin un contact normal deschis și două contacte normal închise. Se recomandă releele RI-13 BS2, RI-11A, RI-6A etc.

Pentru a se evita pornirea simultană a tuturor motoarelor la care, la reapariţia tensiunii, nu s-au deschis contactele *4—3* din această schemă de comandă, se poate folosi schema prezentată în figura 4, în care butoanele de comandă-anclanşare şi declanşare trebuie înlocuite cu un comutator cu două poziţii, sau cu un buton de declanşare cu autoreţinere (notat cu *I* în schemă).

Declanşarea şi anclanşarea la cerere se efectuează prin comutatorul *I*. La anclanşare, bobina *C* se alimentează prin contactul normal închis *4—5* al releului de timp. După închiderea contactorului se alimentează şi bobina *K*RTp a releului de timp, care deschide contactul *4—5*.

La dispariţia tensiunii contactorul *C* se deschide.

Bobina *K*RTp a releului de timp rămîne nealimentată şi urmează să-şi închidă contactul *4—5* cu temporizarea prestabilită prin reglaj. Se poate obţine astfel, prin diferenţierea temporizărilor, reconectarea contactoarelor în trepte de timp diferite, în cazul reapariţiei tensiunii de alimentare.

În această schemă, la reapariţia tensiunii după o perioadă de timp mai îndelungată, toate contactoarele la care releele de timp şi-au închis contactele *4—5* cu temporizarea stabilită prin reglaj vor porni simultan.

Din acest considerent, după o întrerupere a tensiunii de alimentare, pe o perioadă de timp ce depăşeşte limita maximă, stabilită prin reglaj, trebuie deconectate comutatoarele.

Schema din figura 4 nu poate fi aplicată la consumatorii importanţi, deoarece nu este permis ca aceştia să rămînă racordaţi, în cazul reapariţiei tensiunii de alimentare, după o întrerupere de lungă durată, în special din motive de protecţie a muncii. Se poate realiza şi o avertizare a personalului pentru deschiderea comutatorului *I*, în cazul în care nu reapare tensiunea după trecerea timpului reglat.

Combinînd însă avantajele celor două tipuri de scheme, prezentate în figurile 3 şi 4, se pot obţine următoarele reglaje în cadrul unei secţii, hale de fabricaţie etc.:

— Pentru consumatorii care nu permit realimentarea după un timp mai mare de cîteva zecimi de secundă sau secunde, se va adopta schema din figura 3, unde contactoarele se închid odată cu reapariţia tensiunii (dacă aceasta reapare în timpul reglat prin releul *K*RTp).

— Pentru consumatorii ce permit realimentarea după un timp mai mare de întrerupere, se poate folosi schema din figura 4, unde se aleg relee de timp *K*RTp cu reglaje între 0,1 şi 60 secunde şi 0,5—300 secunde.

Aceşti consumatori vor fi repuşi sub tensiune pe rînd, la intervale de timp reglabile între 0,1—300 secunde, pentru a evita supraîncărcarea reţelei de alimentare (şi eventualitatea scăderii tensiunii sub 0,7 U_n; ceea ce ar face imposibilă închiderea contactelor).

Dacă întreruperea tensiunii depăşeşte cîteva minute, trebuie deschise comutatoarele *I* ale contactoarelor ce au realizată schema de reconectare din figura 4, pentru a se evita conectarea simultană a acestora la reapariţia tensiunii.

— Restul consumatorilor ce permit întreruperi de mai mare durată, sau la care nu se poate realiza una din cele două scheme, se vor conecta manual, după reapariţia tensiunii.

4. Domenii de utilizare a schemelor propuse

Schemele prezentate în figura 3 şi 4 pot fi realizate pentru contactoare a căror bobine iau la anclanşare un curent de maximum 4A, curentul limită ce poate trece prin contactele microîntreruptorului de la releul de timp.

Din aceste considerente schemele se pot folosi în forma prezentată la gama de contactoare TCA, cuprinsă între 6A şi 125 A. De regulă, aceste contactoare conectează motoare cu puteri pînă la 30 kW (alimentate în 220 V) sau 55 kW (alimentate la 380—500 V); baterii de condensatoare pînă la 50 kVAR (380 V); lămpi cu filament cu puteri pînă la 25 kW /fază (220 V) şi lămpi fluorescente cu puteri pînă la 8 kW/fază.

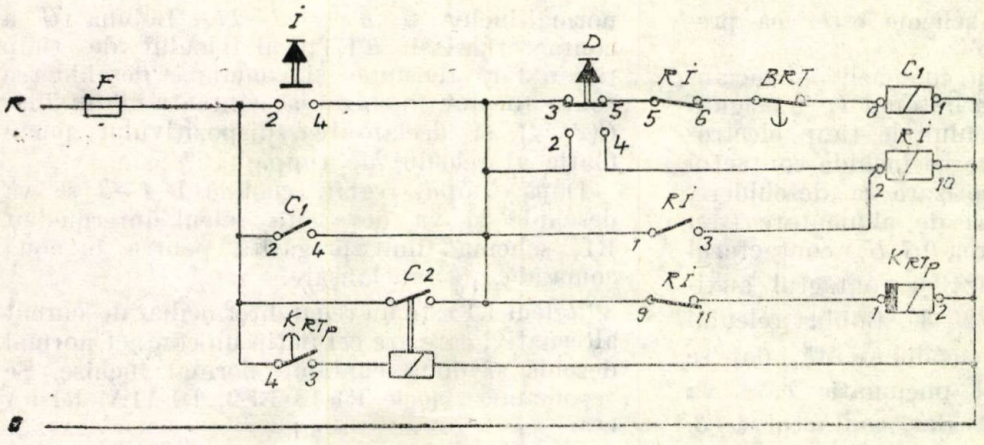


Fig. 5. Schema de comandă a contactoarelor peste 125 A cu reanclanşarea simultană la reapariţia tensiunii.

Pentru a realiza reanclanşarea contactoarelor cu un curent nominal mai mare de 125 A este necesar ca microîntreruptorul releului de timp electropneumatic să-şi transmită comenzile prin intermediul unui contactor de comandă tip

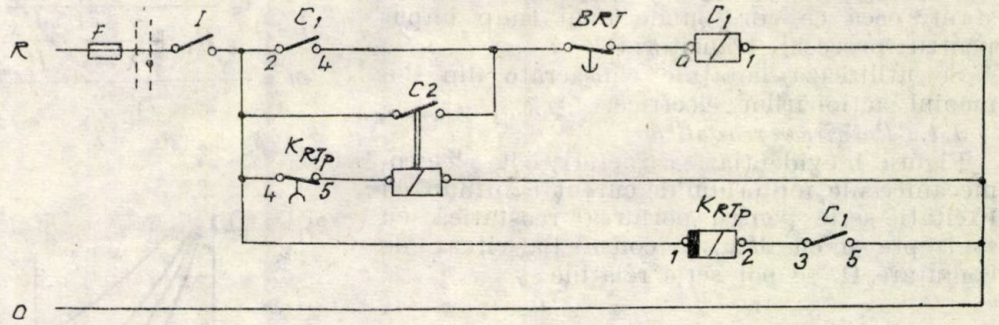


Fig. 6. Schema de comandă a contactoarelor peste 125 A cu reanclanşare în trepte de timp diferite, la reapariţia tensiunii.

TCA-6, sau TCA-10, conform schemelor prezentate în figurile 5 şi 6.

5. Concluzii

Avantajele schemelor propuse faţă de alte scheme sînt următoarele :

Releul electropneumatic *K*RTp se poate monta, de regulă, în cofretul de comandă existent la receptor, iar conectarea acestuia la schema de comandă a contactorului se poate realiza cu un volum mic de materiale şi manoperă.

Faţă de schemele de comandă cu contacte ferme, care necesită controlul continuităţii circuitelor, nu sînt necesare circuite separate de tensiune pentru comandă şi semnalizare, care duc la scăderea fiabilităţii şi creează probleme de întreţinere şi exploatare.

Releele electropneumatice se pot monta lîngă contactor în tabloul capsulat al motorului sau pe tabloul de alimentare al secţiei. Datorită construcţiei robuste, acest releu se comportă bine şi în condiţii mai grele ale locului de montaj (trepidaţii, impurităţi din mediul înconjurător, temperaturi variind între —5°C şi +55°C).

Costul relativ redus al releului (cca 1 400 lei) face posibilă prevederea acestuia în schemele de comandă la majoritatea consumatorilor şi, în special, la cei dispersaţi.

Releul de timp se poate refolosi în cazul înlocuirii contactoarelor cu întreruptoare, sau în cazul unor modificări în instalaţii.

Prin reducerea timpului de întrerupere în alimentarea cu energie electrică a consumatorilor, pe care o dau schemele prezente, se pot obţine economii foarte importante care amortizează investiţia necesară realizării acestor scheme în foarte scurt timp.

CZ 621.313.2 : 621.316.87

MAŞINA DE C.C.
REOSTATE DE PORNIRE ŞI FRÎNARE
METODA CVASIANALITICĂ

Metoda cvasianalitică pentru calculul reostatelor de pornire şi frînare la motoarele de curent continuu cu caracteristică mecanică neliniară

PROFIR DEGERATU, DAN MIHAI, GHEORGHE MANOLEA, ALEXANDRU BITOLEANU * — CRAIOVA

Introducere

Pentru caculul reostatelor de pornire şi de frînare la maşinile de c.c. cu excitaţie-serie şi cu excitaţie mixtă, literatura de specialitate pune la dispoziţie procedee grafice, în general incomode şi imprecise.

O metodă analitică de calcul înlătură aceste dezavantaje şi poate conduce la elaborarea imediată a unor algoritmi simpli şi rapizi pentru rezolvarea problemei cu calculatorul numeric.

În lucrare este expusă pe scurt o asemenea metodă, algoritmul de lucru aferent fiind exemplificat pentru cazul motorului cu excitaţie-serie ; pentru motorul de curent continuu cu excitaţie mixtă tratarea este similară.

Deşi se utilizează relaţii de calcul analitice, datorită neliniarităţilor, se recurge, în unele situaţii, la procese iterative, metoda putînd fi considerată cvasianalitică.

* Prof. dr. ing. *Degeratu, P.*, ing. *Mihai, D.*, dr. ing. *Manolea Gh.*, ing. *Bitoleanu A.* — Universitatea din Craiova.

1. Relaţiile pentru calculul numărului de trepte ale reostatelor, al valorii treptelor şi al vitezelor de comutare

În cele ce urmează se consideră cazul pornirii, respectiv frînării, la cuplu mediu constant, ceea ce corespunde unui timp impus pentru procesul tranzitoriu.

Se utilizează notaţiile consacrate din domeniul acţionărilor electrice.

1.1. Pornirea reostatică

Figura 1 evidenţiază caracteristicile electromecanice ale motorului de curent continuu cu excitaţie-serie pentru pornirea reostatică cu m trepte şi cu $M_{pmed} = \text{const}$. La viteza de comutare Ω_j se pot scrie relaţiile :

$$\Omega_j = \frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{min}} - \frac{R_j \cdot I_{min}}{k_e \cdot \Phi_{min}} =$$

$$= \frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{max}} - \frac{R_{j+1} \cdot I_{max}}{k_e \cdot \Phi_{max}}, \qquad (1)$$

unde R_j este valoarea totală a rezistenţei din circuitul indusului pe treapta j ; Φ_{max} şi Φ_{min} sînt fluxurile care corespund (prin curba de magnetizare) curenţilor I_{max} şi I_{min}. Cu notaţiile :

$$\lambda = \frac{I_{max}}{I_{min}} ; \qquad \gamma = \frac{\Phi_{max}}{\Phi_{min}}, \qquad (2)$$

din relaţia de recurenţă (1) se deduce :

$$R_j = \frac{1-\gamma}{\lambda} \cdot \frac{U_N}{I_{min}} \left[1 + \frac{\gamma}{\lambda} + \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^2 + \ldots + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-2} \right] + \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} \cdot R_1 ,$$

$$R_j = \frac{1-\gamma}{\lambda-\gamma} \cdot \frac{U_N}{I_{min}} \left[1 - \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} \right] +$$

$$+ \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} \cdot R_1 ; \qquad j = \overline{1, m+1}, \qquad (3)$$

unde : $R_1 = \dfrac{U_N}{I_{max}}$.

Valorile treptelor reostatului vor fi :

$$r_j = R_j - R_{j+1} = \frac{\lambda - 1}{\lambda} \cdot \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^j \cdot \frac{U_N}{I_{min}} ; \quad j = \overline{1, m}. \qquad (4)$$

Ţinînd seama că $R_{m+1} = R_i$ (rezistenţa internă a maşinii), prin particularizarea relaţiei (3) pentru $j = m + 1$, rezultă numărul de trepte ale reostatului :

$$m = \frac{\lg \dfrac{R_i + \dfrac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \dfrac{U_N}{I_{min}}}{R_1 + \dfrac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \dfrac{U_N}{I_{min}}}}{\lg \dfrac{\gamma}{\lambda}} = \frac{\lg \dfrac{R_i + \dfrac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \dfrac{U_N}{I_{min}}}{\dfrac{\gamma}{\lambda} \cdot \dfrac{\lambda - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \dfrac{U_N}{I_{min}}}}{\lg \dfrac{\gamma}{\lambda}} . \qquad (5)$$

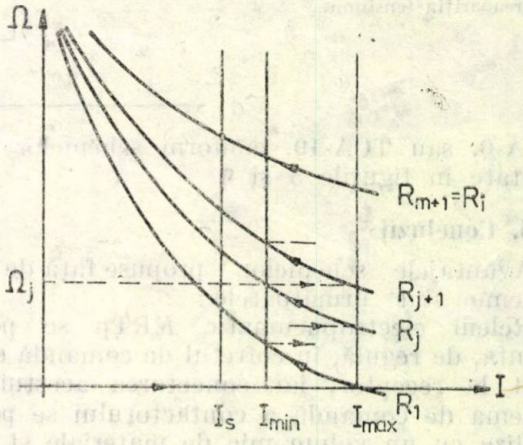


Fig. 1. Caracteristicile electromecanice pentru pornirea reostatică a motorului de c.c. cu excitaţie-serie.

Din relaţiile (1) şi (3) se poate obţine o formulă pentru determinarea vitezelor unghiulare, la care au loc comutările treptelor :

$$\Omega_j = \frac{\lambda - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \left[1 - \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^j \right] \cdot \frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{min}} ; \quad j = \overline{1, m}. \qquad (5')$$

1.2. Frînarea dinamică cu autoexcitaţie

Caracteristicile electromecanice ale maşinii în acest regim, pentru un reostat cu m trepte,

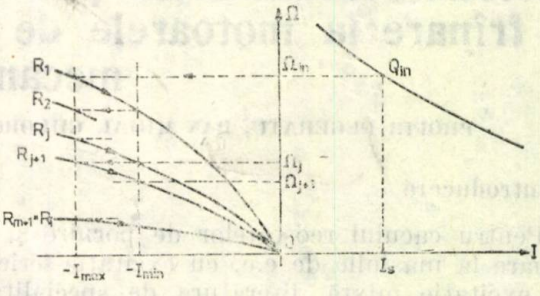


Fig. 2. Caracteristicile electromecanice pentru frînarea dinamică a maşinii de c.c. cu excitaţie-serie.

sînt evidenţiate în figura 2. Similar cu punctul 1.1. se obţine relaţia de recurenţă :

$$R_{j+1} = R_j \cdot \frac{I_{min}}{I_{max}} \cdot \frac{k_e \cdot \Phi_{max}}{k_e \cdot \Phi_{min}}. \qquad (6)$$

Avînd în vedere că, în acest caz :

$$R_1 = \frac{k_e \cdot \Phi_{max} \cdot \Omega_{in}}{I_{max}} \; ; \quad I_{max} \leqslant I_{max\,adm}, \tag{7}$$

rezultă :

$$R_j = R_1 \cdot \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} = \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} \cdot \frac{k_e \cdot \Phi_{max} \cdot \Omega_{in}}{I_{max}};$$

$$j = \overline{1, m+1}. \tag{8}$$

Din relaţiile :

$$M_{f\,med} = M_1 + J \cdot \varepsilon_{f\,med}, \tag{9}$$

$$M_{f\,med} = \sqrt{M_{min} \cdot M_{max}},$$

rezultă :

$$I_{min} = \frac{I_{f\,med}}{\sqrt{\lambda}} \; ; \quad I_{max} = \sqrt{\lambda}\, I_{f\,med},$$

$$\Phi_{min} = \frac{\Phi_{f\,med}}{\sqrt{\gamma}} \; ; \quad \Phi_{max} = \sqrt{\gamma} \cdot \Phi_{f\,med}, \tag{10}$$

care conduc la exprimarea relaţiei (8) sub forma :

$$R_j = \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{\frac{2j-1}{2}} \cdot \frac{k_e \cdot \Phi_{f\,med}}{I_{f\,med}} \cdot \Omega_{in} \; ; \quad j = \overline{1, m+1}. \tag{11}$$

Sub această formă se observă că R_j depinde numai de rapoartele λ şi γ, celelalte mărimi fiind fixate pentru o dinamică ($M_{f\,med}$) a frînării impusă.

Rezistenţele treptelor de frînare se pot calcula cu relaţia :

$$r_j = R_j - R_{j+1} = \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{\frac{2j-1}{2}} \cdot \left(1 - \frac{\gamma}{\lambda}\right) \cdot \frac{k_e \cdot \Phi_{med}}{I_{f\,med}},$$

$$j = \overline{1, m}. \tag{12}$$

Cu particularizarea $j = m + 1$, relaţia (11) conduce la o formulă pentru determinarea numărului de trepte m :

$$m = \frac{\lg \frac{R_1}{R_i}}{\lg \frac{\lambda}{\gamma}} = \frac{\lg \left[\sqrt{\frac{\gamma}{\lambda}} \cdot \frac{k_e \cdot \Phi_{f\,med}}{I_{f\,med}} \cdot \frac{\Omega_{in}}{R_i}\right]}{\lg \frac{\lambda}{\gamma}}. \tag{13}$$

Pentru vitezele de comutare a treptelor se deduce uşor relaţia :

$$\Omega_j = \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^j \cdot \Omega_{in} \; ; \quad j = \overline{1, m}. \tag{14}$$

1.3. Frînarea contracurent

1.3.1. Frînarea contracurent prin schimbarea polarităţii tensiunii de alimentare a indusului

La maşina de curent continuu cu excitaţie-serie, pentru cuplul static M_s pasiv, caracteristicile electromecanice de frînare, în cazul unui reostat cu m trepte sînt evidenţiate în figura 3.

La viteza de comutare Ω_j se pot scrie relaţiile :

$$\Omega_j = -\frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{max}} + \frac{R_{j+1} \cdot |I_{max}|}{k_e \cdot \Phi_{max}} = -$$

$$-\frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{min}} + \frac{R_j \cdot |I_{min}|}{k_e \cdot \Phi_{min}}. \tag{15}$$

Rezultă :

$$R_{j+1} = \frac{\gamma}{\lambda} \cdot R_j + (1 - \gamma) \cdot \frac{U_N}{|I_{max}|} \; ; \quad j = \overline{1, m}, \tag{16}$$

care conduce la :

$$R_j = \lambda \cdot \frac{1 - \gamma}{\lambda - \gamma} \left[1 - \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1}\right] \frac{U_N}{|I_{max}|} +$$

$$+ \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} R_1 \; ; \quad j = \overline{1, m+1}, \tag{17}$$

sau :

$$R_j = \frac{1 - \gamma}{\lambda - \gamma} \cdot \frac{U_N}{|I_{min}|} + \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} \left[\frac{\gamma}{\lambda} \cdot \frac{\lambda - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \frac{U_N}{|I_{min}|} + \frac{k_e \cdot \Phi_{max}}{|I_{max}|} \cdot \Omega_{in}\right]; \quad j = \overline{1, m+1}. \tag{18}$$

Treptele reostatului vor avea valorile :

$$r_j = R_j - R_{j+1} = \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^{j-1} \cdot \left(1 - \frac{\gamma}{\lambda}\right) \cdot$$

$$\cdot \left[\frac{\gamma}{\lambda} \cdot \frac{\lambda - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \frac{U_N}{|I_{min}|} + \frac{k_e \cdot \Phi_{max} \cdot \Omega_{in}}{|I_{max}|}\right]; \quad j = \overline{1, m}. \tag{19}$$

Dacă oprirea se realizează în punctul S de pe caracteristica cu rezistenţă totală R_{m+1} şi la $I = I_{min}$, particularizînd în relaţia (18) $j = m + 1$, rezultă :

$$m = \frac{\lg \left(\frac{\gamma}{\lambda} + \frac{\gamma}{\lambda} \cdot \frac{\lambda - \gamma}{\lambda - 1} \cdot \frac{k_e \cdot \Phi_{min} \cdot \Omega_n}{U_N}\right)}{\lg \frac{\lambda}{\gamma}}. \tag{20}$$

Uzînd de relaţia (16) se determină şi o relaţie de recurenţă între vitezele la care sînt comutate treptele, rezultînd, în final, exresia :

$$\Omega_j = \left(\frac{\gamma}{\lambda}\right)^j \cdot \left[\Omega_{in} + \frac{\lambda - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{min}}\right] - \frac{U_N}{k_e \cdot \Phi_{min}} \cdot \frac{\lambda - 1}{\lambda - \gamma}; \quad j = \overline{1, m}. \tag{21}$$

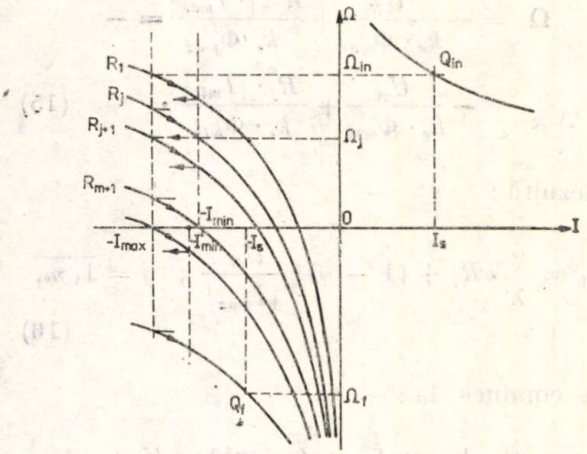


Fig. 3. Caracteristicile electromecanice pentru frînarea contracurent cu cuplu static pasiv la maşina de c.c. cu excitaţie-serie.

În cazul în care se doreşte reversarea de sens a acţionării, pentru pornirea în sens invers, se va calcula o secţiune de pornire a reostatului pentru accelerarea în cadranul III cu ajutorul relaţiillor de la punctul 1.1. Nu se poate realiza o tratare unitară în cele două cadrane (II şi III) cu relaţii de calcul identice pentru treptele reostatului, deoarece la schimbarea sensului vitezei, M_s — pasiv — îşi schimbă de asemenea semnul.

În aceste condiţii :

$$|M_{f\,med}|_{III} = |-M_s - J \cdot |\varepsilon_{f\,med}||_{III} > M_{f\,med}|_{II}$$

ceea ce corespunde şi interpretării energetice a fenomenului : deci cel puţin o limită (M_{min} sau M_{max}) va diferi de cea din cadranul II.

1.3.2. Frînarea contracurent prin inversarea sensului de rotaţie sub influenţa cuplului static activ

Figura 4 prezintă caracteristicile electromecanice la maşina de curent continuu cu excitaţie-serie, funcţionînd în acest regim.

Deşi în cadranul I, prin introducerea de rezistenţe în circuitul indusului, se obţine un reglaj de viteză, cadranul fiind de motor, dat fiind faptul că procesul este controlat cu o decelerație impusă şi se continuă cu aceleaşi limite şi în cadranul IV (de frînă propriu-zisă), se poate considera că şi decelerarea din cadranul I face parte dintr-un proces de frînare.

Dacă se micşorează viteza pînă la echilibrarea sarcinii la $\Omega = 0$ (punctul P), rezistenţa pe caracteristica iniţială este R_i, iar pe caracteristica finală este $R_f = \frac{U_N}{I_s}$.

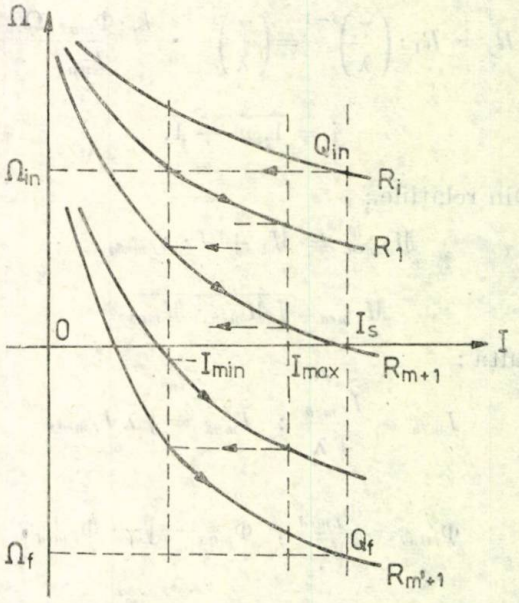


Fig. 4. Caracteristicile electromecanice pentru frînarea contracurent cu cuplu static activ la maşina de c.c. cu excitaţie serie.

Procedînd ca la punctele precedente, se găseşte :

$$R_j = \left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^{j-1} \left[R_i + \frac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \frac{U_N}{I_{min}}\right] - \frac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \frac{U_N}{I_{min}}; \quad j = \overline{1, m+1}. \tag{22}$$

$$m = \frac{\lg \dfrac{R_f + \dfrac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \dfrac{U_N}{I_{min}}}{R_i + \dfrac{\gamma - 1}{\lambda - \gamma} \cdot \dfrac{U_N}{I_{min}}}}{\lg \dfrac{\lambda}{\gamma}}. \tag{23}$$

$$r_j = R_{j+1} - R_j; \qquad j = \overline{1, m}. \tag{24}$$

Dacă se impune şi realizarea reversării de sens, pentru viteza finală Ω_f :

$$R_f = \frac{U_N + |\Omega_f| k_e \cdot \Phi_s}{I_s}. \tag{25}$$

Cuplul static fiind activ, spre deosebire de punctul *1.3.1*, $M_{f\,med}$ se păstrează la trecerea din cadranul I în cadranul IV şi la fel limitele M_{min} şi M_{max}.

Toate relațiile deduse se pot particulariza pentru mașina de curent continuu cu excitație separată punînd $\gamma = \text{const} = 1$. Se regăsesc imediat formulele cunoscute de la acest motor ceea ce dovedește nivelul de generalitate a relațiilor deduse.

3. Algoritm de calcul al reostatelor de pornire și de frînare la mașina de curent continuu cu excitație-serie

Întrucît în relațiile analitice de la punctul 2, intervine fluxul neliniar (direct sau prin raportul γ), dependent de curent, relațiile respective nu pot fi constituite într-o procedură pur analitică; este necesară elaborarea unui algoritm care să expliciteze modul de calcul al reostatelor, făcînd apel la tehnici numerice.

În figura 5, algoritmul pentru calculul reostatului de pornire este sintetizat într-o organigramă.

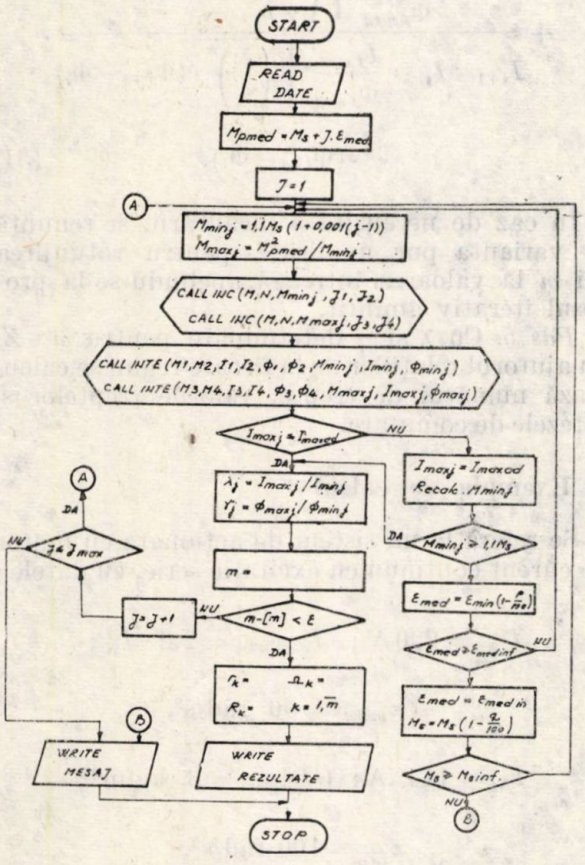


Fig. 5. Schema logică de principiu pentru calculul reostatului de pornire la motorul de c.c. cu excitație-serie.

Deoarece există diferențe (deși neesențiale) în aplicarea relațiilor de calcul și în procedurile aferente pentru diverse regimuri (pornire și frînări), se vor detalia în continuare etapele de lucru, evidențiindu-se particularitățile pentru fiecare regim.

Pentru rezolvarea problemei se consideră cunoscute următoarele date:

— pentru motorul electric:

— caracteristicile universale $\mu(i)$ și $\nu(i)$,

— U_N, I_N, P_N, n_N, R_i, I_{maxadm}, $G \cdot D^2$,

— pentru sarcină:

$$M_s',\ GD_s'^2,$$

— ε_{med} și regimul impus (pornire sau frînare și tipul de frînare).

Pas 1. Se calculează caracteristicile inițiale și dependența $\Phi(I)$.

Pas 2. Se calculează M_{med} (pornire sau frînare) și limitele

M_{min} și M_{max} la care au loc comutările treptelor:

$$M_{pmed} = M_s + J \cdot \varepsilon_{pmed},$$
$$M_{fmed} = M_s - J \cdot |\varepsilon_{fmed}|, \qquad (26)$$
$$M_{med} = \sqrt{M_{min} \cdot M_{max}}.$$

Se impun: $M_{pmin} \geq (1{,}1 \div 1{,}2) \cdot M_s$ la pornire;

$M_{fmax} \leq M_{maxadm}$ — la frînările dinamică și contracurent cu schimbarea polarității;

$M_{fmax} \leq M_s$ — la frînarea contracurent cu M_s activ.

Se calculează cealaltă limită verificînd restricțiile impuse regimului.

$M_{pmax} \leq M_{maxadm}$ — la pornire;

$M_{fmin} \geqslant 0{,}3\ M_N$ la frînarea contracurent cu M_s activ.

Pas 3. Se calculează limitele de curent și de flux corespunzătoare limitelor de cuplu calculate. S-au construit pentru aceasta două subrutine: *INC* — pentru încadrarea la un anume rang în șirul valorilor memorate de la $M(I)$, $\Phi(I)$ și *INTE* care are următorul rol:

— Cunoscînd încadrările:

$$I_1 \leq I_x \leq I_2,$$
$$k \cdot \Phi \cdot_1 \leq k \cdot \Phi_x \leq k \cdot \Phi_2,$$
$$M_1 \leq M_x \leq M_2,$$
$$M_1 = I_1 \cdot k \cdot \Phi_1,$$
$$M_2 = I_2 \cdot k \cdot \Phi_2.$$

— Presupunînd variații liniare pentru I și $k \cdot \Phi$ între două puncte succesive din șirurile date prin caracteristica de magnetizare.

— Cunoscînd valoarea M_x.

Se calculează valorile I_x și $k \cdot \Phi_x$, corespunzătoare cu relațiile:

$$I_x = I_1 + \rho(I_2 - I_1),$$
$$k\Phi_x = k\Phi_1 + \rho \cdot (k\Phi_2 - k\Phi_1),$$
$$\rho = \frac{-\beta + \sqrt{\beta^2 - 4\,\alpha\delta}}{2\alpha},$$

$$\alpha = I_1 \cdot k \cdot \Phi_1 - M_x,$$

$$\beta = I_1 \cdot k \cdot \Phi_2 + I_2 \cdot k \cdot \Phi_1 - 2I_1 \cdot k \cdot \Phi_1,$$

$$\delta = (I_2 - I_1) \cdot (k \cdot \Phi_2 - k \cdot \Phi_1).$$

Cu I_{min}, I_{max}, $k \cdot \Phi_{min}$, $k \cdot \Phi_{max}$ se determină rapoartele λ și γ.

Pas 4. Se calculează, cu formulele corespunzătoare, m — numărul de trepte ale reostatului.

S-a limitat numărul de trepte la un m_{max} (estimat după puterea motorului), în cazul în care $m > m_{max}$ depărtîndu-se simultan limitele M_{min} și M_{max} cu respectarea restricțiilor respective și a valorii lui M_{med} și revenind la pasul 3.

În cazul $m < m_{max}$, se rotunjește numărul de trepte la întreg printr-un proces iterativ prin care se apropie M_{min} și M_{max}, modificate cu un pas foarte mic pînă cînd $m = [m]$. Modificarea limitelor se face cu păstrarea valorii lui M_{med}. La fiecare iterație se revine la pasul 3.

Condiția ca pasul cu care se modifică limitele să fie suficient de mic este importantă deoarece, în caz contrar, există posibilitatea să nu poată fi îndeplinită condiția $|m - [m]| \leqslant EPS$ (specificată de utilizator). De exemplu, dacă la pasul i, $m = 2{,}895$ și la pasul $i + 1$, $m = 3{,}12$ ($EPS = 0{,}01$), iterațiile se continuă nejustificat.

La frînarea dinamică, unde $m = f\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)$, se impune o analiză particulară putînduse concepe o procedură pur analitică, fără iterații.

Dacă în relația (13) se rotunjește m la $m^* = [m] + 1$, rezultă :

$$\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^* = \left[\frac{k_e \cdot \Phi_{fmed} \cdot \Omega_{in}}{R_i \cdot I_{f\,med}}\right]^{\frac{2}{2m^*+1}}. \quad (28)$$

Cu valoarea recalculată a raportului $\frac{\lambda}{\gamma}$ se calculează valorile treptelor și vitezelor de comutare. Singura verificare pe care trebuie să o efectueze programul este aceea ca valoarea $\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^*$ rezultată să fie realizabilă — ținînd seama de caracteristicile motorului.

Folosind relațiile (2) și (10), rezultă :

$$\frac{I^*_{max}}{\Phi^*_{max}} = \frac{I_{f\,med}}{\Phi_{f\,med}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^*}. \quad (29)$$

Programul va calcula, începînd de la I_{maxadm} valorile rapoartelor $\frac{I}{\Phi}$, folosind caractersticile inițiale ale mașinii și va apela subrutina *INC* pentru încadrarea valorii $\frac{I^*_{max}}{\Phi^*_{max}}$ calculată cu relația (29) în acest șir de valori. Reușita încadrării este suficientă pentru validarea procedurii pur analitice ; în acest caz, presupunînd variații liniare ale fluxului și curentului în intervalul de încadrare $[i, i + 1]$, rezultă, după cîteva calcule simple :

$$I^*_{max} = I_i + \frac{\frac{I_{f\,med}}{\Phi_{f\,med}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^*} \cdot \Phi_i - I_i}{I_{i+1} - I_i - \frac{I_{f\,med}}{\Phi_{f\,med}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^*} \cdot (\Phi_{i+1} - \Phi_i)} \cdot (I_{i+1} - I_i). \quad (30)$$

$$\Phi^*_{max} = \Phi_i + \frac{\frac{I_{f\,med}}{\Phi_{f\,med}} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^*} \cdot \Phi_i - I_i}{I_{i+1} - I_i - \frac{I_{f\,med}}{\Phi_{f\,med}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\gamma}\right)^*} \cdot (\Phi_{i+1} - \Phi_i)} \cdot (\Phi_{i+1} - \Phi_i). \quad (31)$$

În caz de nereușită a încadrării, se renunță la varianta pur analitică, pentru rotunjirea lui m la valoarea întreagă, apelîndu-se la procesul iterativ amintit.

Pas 5. Cu λ și γ determinate pentru $m \in Z$, cu ajutorul relațiilor de la fiecare regim se calculează numărul de trepte, valorile treptelor și vitezele de comutare.

4. Exemplu de calcul

Se referă la un sistem de acționare cu motor de curent continuu cu excitație serie, cu datele :

$$U_N = 220 \text{ V}; \quad I_{max\,adm} = 2{,}2 \cdot I_N;$$

$$\varepsilon_{pmed} = 56 \text{ rad/s}^2,$$

$$I_N = 114 \text{ A}; \quad GD^2_{motor} = 3 \text{ kgfm}^2;$$

$$\varepsilon_{f_{din}} = 100 \text{ rad/s}^2,$$

$$P_N = 23 \text{ kW}; \quad GD^2_{ML\,porn} = 3 \text{ kgfm}^2;$$

$$M_{s\,porn} = 200 \text{ Nm},$$

$$n_N = 900 \text{ rot/min}; \quad GD^2_{ML\,din} = 11 \text{ kgfm}^2;$$

$$M_{s_{din}} = 50 \text{ Nm},$$

$R_i = 0{,}2\ \Omega$; $GD^2_{ML\,fr.c.c.} = 18$ kgfm^2;

$M_{s\,c.c.} = 45$ Nm.

Pentru motor se cunosc caracteristicile universale :

i : 0,2 0,4 0,6 0,8 1 1,2 1,4 1,6 1,8 2 2,2 2,4;
ν : 1,8 1,5 1,3 1,14 1 0,9 0,82 0,72 0,67 0,62 0,57 0,55;
μ : 0,17 0,35 0,55 0,77 1 1,24 1,49 1,73 1,87 2,2 2,45 2,7

Porţiunile de listing anexate (figura 6, 7 şi respectiv 8) conţin rezultatele programelor pe calculator.

La calculul reostatelor de pornire şi de frînare contracurent se listează o zonă din procesul iterativ de ajustare a limitelor de cuplu la care se fac comutările treptelor în vederea rotunjirii numărului de trepte la un număr întreg. Se observă că după un număr destul de mare de paşi (49, respectiv 42) limitele finale diferă faţă de cele iniţiale relativ puţin (10%, respectiv 4%).

Pentru frînarea dinamică a funcţionat procedura pur analitică.

Programele au fost redactate în FORTRAN şi au fost rulate pe un calculator FELIX M 18 B.

5. Concluzii

Folosind relaţii originale de calcul pentru determinarea numărului treptelor, a valorii acestora şi a vitezelor de comutare la pornirea şi frînările reostatice în cazul motoarelor

```
                PORNIRE REOSTATICĂ
-PAS  1  NR TR.= 2.471
 CUPL MIN.=  220.0000  CUPL MAX.=  409.0909
-PAS  2  NR TR.= 2.481
 CUPL MIN.=  220.2200  CUPL MAX.=  408.6822
-PAS  3  NR TR.= 2.490
 CUPL MIN.=  220.4400  CUPL MAX.=  408.2744
-PAS  4  NR TR.= 2.500
 CUPL MIN.=  220.6600  CUPL MAX.=  407.8673
 :
 :
-PAS 46  NR TR.= 2.953
 CUPL MIN.=  229.9000  CUPL MAX.=  391.4746
-PAS 47  NR TR.= 2.965
 CUPL MIN.=  230.1200  CUPL MAX.=  391.1003
-PAS 48  NR TR.= 2.977
 CUPL MIN.=  230.3400  CUPL MAX.=  390.7268
-PAS 49  NR TR.= 2.990
 CUPL MIN.=  230.5600  CUPL MAX.=  390.3540

    NR. TREPTE= 3

TREAPTA NR. 1= .50 OHM

TREAPTA NR. 2= .35 OHM

TREAPTA NR. 3= .24 OHM

REZISTENTA TOTALA PE FIECARE CARACT. REOSTATICA

R 1=1.30 OHM

R 2= .79 OHM

R 3= .44 OHM

R 4= .20 OHM
```

Fig. 6. Rezultatele programului pe calculator pentru calculul reostatului de pornire la motorul de c.c. cu excitaţie-serie.

```
                FRINARE DINAMICA
                ----------------

MSD=  50.0 NM; JTD= 3.5 KGM2; AUD= 100.0 RAD/SEC2; MFMD=  300.00 NM
MMND=  177.09 NM; MMXD=  508.22 NM;

    NR.TREPTE= 2

TREAPTA NR. 1=  .50 OHM

TREAPTA NR. 2=  .23 OHM

RT 1= .93 OHM

RT 2= .43 OHM

RT 3= .20 OHM

OMEGA INITIAL= 84.00RAD/SEC

VITEZELE DE COMUTARE

OMEGA 1= 38.95 RAD/SEC

OMEGA 2= 18.06 RAD/SEC
```

Fig. 7. Rezultatele programului pentru frînarea dinamică cu autoexcitaţie la maşina de c.c. cu excitaţie-serie.

```
                FRINARE CONTRACURENT
                --------------------

MSC=  45.0 NM; JTC= 4.5 KG.M2; ASC= 100.0 RAD/SEC; MFMC=  405.00 NM;
MMNC=  322.74 NM; MMXC=  508.22 NM;
-PAS  1  NR.TR.=  .605
 CUPL.MIN.=  322.7421  CUPL.MAX.=  508.2231  (NM)
-PAS  2  NR.TR.=  .612
 CUPL.MIN.=  323.0652  CUPL.MAX.=  507.7149  (NM)
-PAS  3  NR.TR.=  .619
 CUPL.MIN.=  323.3889  CUPL.MAX.=  507.2067  (NM)
  :
-PAS 39  NR.TR.=  .943
 CUPL.MIN.=  335.4907  CUPL.MAX.=  488.9107  (NM)
-PAS 40  NR.TR.=  .954
 CUPL.MIN.=  335.8398  CUPL.MAX.=  488.4025  (NM)
-PAS 41  NR.TR.=  .966
 CUPL.MIN.=  336.1897  CUPL.MAX.=  487.8942  (NM)
-PAS 42  NR.TR.=  .977
 CUPL.MIN.=  336.5403  CUPL.MAX.=  487.3860  (NM)


    NR.TREPTE= 1

TREAPTA NR. 1= .54 OHM

RT 1=2.01 OHM

RT 2=1.46 OHM

VITEZELE DE COMUTARE

OMEGA 1= 35.83 RAD/SEC
```

Fig. 8. Rezultatele programului pentru frinarea contracurent cu cuplu static pasiv la mașina de c.c. cu excitație-serie.

de curent continuu cu caracteristică mecanică neliniară, s-a elaborat un algoritm și un program pentru calculatorul numeric; rezultatele deținute sînt destul de apropiate de cele găsite cu metodele grafice clasice, conferind un plus de precizie.

Procesul iterativ este destul de rapid convergent, iar timpul de calcul și volumul de memorie ocupat de program nu sînt semnificative.

Bibliografie

[1] *Boțan, N.* Bazele calculului acționărilor electrice. București, Editura Tehnică, 1971.

[2] *Popescu, Gh., Mihai, D.* Method and algorithm for the analytical computation of the starting rheostat of the d.c. motor drives having a non-linear mechanical characteristics. Procedings, CNAE, vol. **1** p. 179 — Craiova, 1984.

[3] * * * Starting, Regulation and Other Series Resistances. Actiebolaget Kanthal, Sweden, 1970.

[4] *Dorn, W. S., Mc Cracken, D. D.* Metode numerice cu programare în Fortran IV. Editura tehnică, 1976, București.

CZ 681.332

BLOC SENZORI
MULTIPLEXOR ANALOGIC
ECHIPAMENT PERIFERIC

Tastatură senzorială alfanumerică destinată echipamentelor periferice pentru tehnică de calcul

VICTOR CROITORU, MARIAN OPRICAN, MARIN BOBOC * BUCUREȘTI

Introducere

Sîntem martorii convergenței a două tehnologii și anume a telecomunicațiilor și a tehnicii de calcul. De aici necesitatea diversificării comunicațiilor care, în zilele noastre, satisfac nu numai schimburile informaționale între subiecții umani, ci și pe cele de tipul „om-mașină" sau „mașină-mașină".

Tehnica de calcul, sub toate variantele ei constructive, este tot mai mult reclamată de domeniile gestiunii, conducerii proceselor tehnologice, cercetării, proiectării și învățămîntului.

Calculatorul propriu-zis constituie procesorul central al sistemului de calcul, înconjurat fiind de unități de memorare, unități logice de comandă și echipamente periferice, destinate, în principal, transferurilor de informații. Odată cu creșterea vitezei de lucru și a gradului de modularizare la nivelul sistemelor de comandă și control, al unităților centrale de prelucrare și memorare, asistăm și la o mărire a diversității echipamentelor periferice din punct de vedere al tipurilor și performanțelor realizate. În legătură cu aceste echipamente, problema care se ridică se referă la metodele de gestionare optimală a acestora, astfel încît să se poată reduce cît mai mult conflictele ce ar putea să apară datorită diferențelor de viteza de vehiculare a informațiilor între diferitele elemente ale sistemului de calcul, pe de o parte și între sistem și utilizator, pe de altă parte [1]. Așadar, preocuparea pentru găsirea celor mai bune soluții de îmbunătățire a echipamentelor periferice, care ocupă un loc important în realizarea eficientă a schimburilor de informații între utilizator și calculator, este de strictă actualitate.

În contextul celor de mai sus, autorii și-au îndreptat atenția asupra principalului dispozitiv de introducere a datelor, din cadrul echipamentelor de imprimare sau de vizualizare, tastatura, pe care și-au propus s-o modernizeze, în sensul eliminării oricărei componente mecanice în mișcare, pe care ar reclama-o tastaturile actuale.

1. Principiul structurării și funcționării tastaturii senzoriale

Din punct de vedere funcțional, tastatura senzorială este constituită din două părți. O parte este afectată tastelor alfanumerice, iar cealaltă este destinată tastelor care comandă modul de lucru. Totodată, tastaturii îi este atașat un bloc de semnalizare, care primește semnale de la perifericul la care este conectată tastatura, semnalizînd optic starea de lucru a perifericului și care, de asemenea, marchează, tot prin semnale optice și acustice, fiecare comandă transmisă perifericului prin intermediul tastaturii [2]. În figura 1 se prezintă maniera în care a fost structurată tastatura concepută.

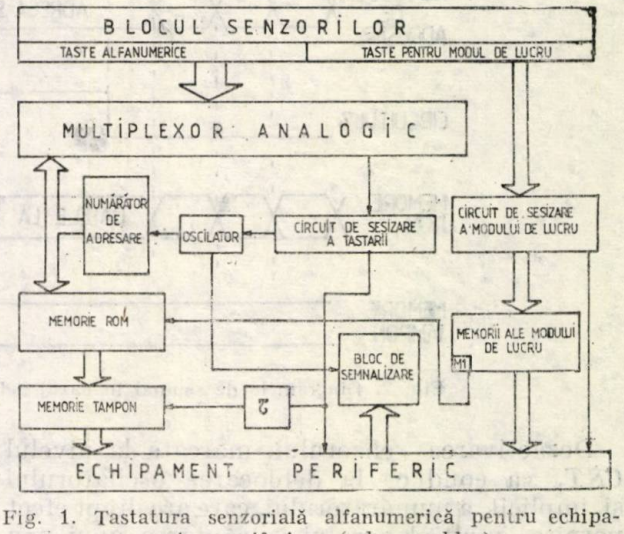


Fig. 1. Tastatura senzorială alfanumerică pentru echipamente periferice (schema — bloc).

1.1. Blocul tastelor alfanumerice

În ceea ce privește blocul tastelor alfanumerice (figura 2), este de menționat că grupul senzorilor rezistivi, destinați acestora, va sesiza atingerea oricărei taste, furnizînd semnalul corespunzător către un multiplexor analogic și, prin intermediul acestuia, către un circuit de sesizare a tastării (*CST*). Multiplexorul, la rîndul lui, va fi validat prin intermediul unui numărător de adresare, activat cu ajutorul unui oscilator.

Odată cu adresarea multiplexorului, numărătorul comandă și o memorie de tip ROM, care convertește codul binar în cod ASCII, fiecare cuvînt de cod de la ieșirea convertorului, fiind memorat într-o memorie-tampon. Procesele de multiplexare a senzorilor și de citire a memoriei ROM sînt procese sincrone, fiecărui senzor, conectat în procesul de multiplexare la *CST*, corespunzîndu-i citirea unui cuvînt de cod din memoria ROM.

* Dr. ing. Croitoru, V., sing. Oprican, M., ing. Boboc, M Institutul Politehnic — București.

Momentul identificării senzorului tastat se materializează printr-o blocare în lanţ, sub controlul *CST*, a oscilatorului, numărătorului şi multiplexorului analogic pe adresa senzorului activat. Drept urmare, acelaşi circuit de sesizare, printr-un circuit de întîrziere (τ), comandă înscrierea cuvîntului de cod ASCII, asociat senzorului, în memoria-tampon, unde va rămîne înscris pînă în momentul apariţiei unui nou cuvînt de cod.

venită, în acest sens folosindu-se cu rezultate bune limitarea de amplitudine, la nivelul fiecărui senzor, filtrarea trece jos, la nivelul *CST* şi validarea întîrziată a memoriei-tampon, care să garanteze stabilitatea informaţiei furnizată de către memoria ROM. De asemenea, este de menţionat că, alegerea vitezei de răspuns a tastaturii, dependentă de frecvenţa oscilatorului şi de viteza de răspuns a *CST*, trebuie să se facă în corelaţie cu protecţia la

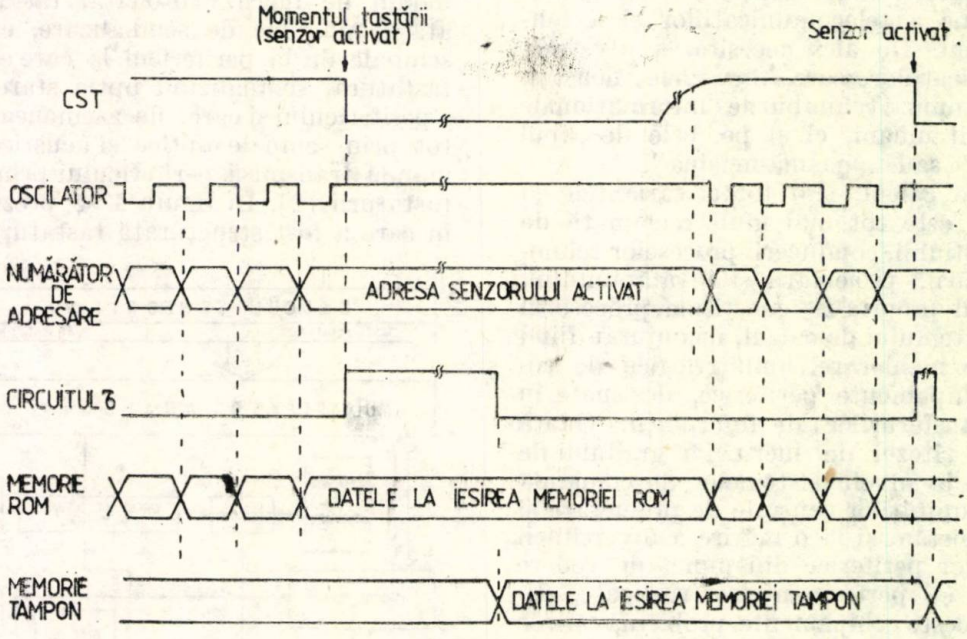


Fig. 2. Diagramele de semnal în cazul activării unui senzor aferent tastelor alfanumerice.

Dezactivarea senzorului, marcată la nivelul *CST*, va conduce la deblocarea oscilatorului şi, implicit, a numărătorului, care are drept efect pornirea multiplexorului în căutarea unui nou senzor activat. Identificarea unui astfel de senzor determină o repetare a procesului prezentat mai sus, al cărui graf de tranziţii este reprezentat în figura 3.

Problema protecţiei împotriva zgomotului, fiind o condiţie esenţială a bunei funcţionări a tastaturii, a fost tratată cu atenţia cu-

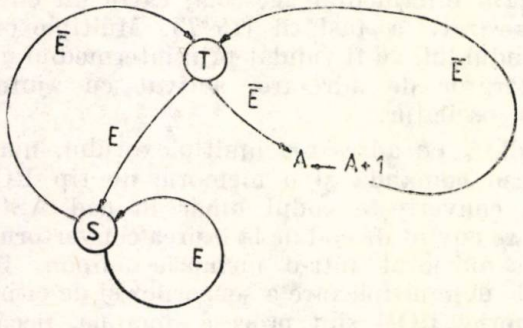


Fig. 3. Graful de tranziţii la activarea unui senzor; *T* — starea de aşteptare a activării senzorului; *S* — starea de aşteptare a dezactivării senzorului; *A* — adresa generată de numărător; *E* — evenimentul „senzor activat".

zgomotul magneto-electric ambiant, care trebuie asigurată, o creştere accentuată a vitezei de răspuns a tastaurii implicînd o diminuare a protecţiei la zgomotul menţionat.

1.2. Blocul tastelor pentru comanda modului de lucru

Partea de tastatură senzorială afectată modului de lucru se deosebeşte de cea constituită din taste alfanumerice prin faptul că la fiecare tastă există un circuit de sesizare a modului de lucru ($CSML_1$, $CSML_2$, ...) şi o memorie-tampon (M_1, M_2, ...). S-a ales această soluţie deoarece semnalele logice, care comandă modul de lucru, sînt semnale ce-şi schimbă starea la intervale de timp relativ mari, ceea ce implică şi o imunitate sporită la zgomot.

Fiecare *CSML* este constituit dintr-un amplificator operaţional de tip Norton, care, prin intermediul unei reacţii negative, favorizează doar semnalele cu o frecvenţă foarte coborîtă.

Fiecare memorie-tampon este realizată pe baza unui circuit basculant bistabil de tip *T*, al cărui semnal de tact este furnizat de către *CSML* corespunzător, ce transformă orice

activare a senzorului într-un impuls cu caracteristici *TTL*.

Una din tastele ce intră în alcătuirea blocului tastelor pentru comanda modului de lucru (tasta *RPT*) are o funcționare deosebită față de celelalte prin faptul că ea trebuie să funcționeze ca un comutator cu revenire, ceea ce a determinat să se renunțe la memoria-tampon aferentă ultimului circuit de sesizare de acest tip.

2. Principalele caracteristici tehnico-funcționale

Tastatura senzorială destinată echipamentelor periferice pentru tehnică de calcul, realizată și experimentată, este echivalentă, din punct de vedere funcțional, cu orice tastatură care implică elemente mecanice în mișcare, fie ea cu contacte mecanice, cu relee reed, cu efect Hall, cu rezistență magnetică, cu inele de ferită sau cuplaj capacitiv, numai că aceasta este pur statică. Scopul urmărit de autori s-a bazat pe convingerea că tehnologia comenzilor mecanice nu a ținut pasul cu performanțele tehnologiei electronice, astfel încît multe dintre avantajele sistemelor electronice performante se pierd dacă aceste sisteme prezintă interfețe cu comenzi mecanice.

Tastatura proiectată a fost gîndită ca un sistem de comandă senzitiv, complet electronizat, care să poată converti mișcarea analogică a degetului uman într-o comandă digitală, în cod ASCII. Ea a fost realizată într-o variantă „dublu-contact", de tip rezistiv, avînd o structură electronică BIMOS. În plus, s-ar putea evidenția și o serie de alte caracteristici ale sistemului senzorial de tastare, cum ar fi:

— alimentare unică (+ 5V);

— consum redus de putere (aproximativ 1W, la un curent absorbit de circa 200 mA);

— compatibilitate *TTL* (în condițiile unui fan-out egal cu 10);

— validare practic instantanee a tastării, cu control acustic;

— imunitate la zgomot extern;

— eliminarea zgomotului propriu pieselor în mișcare;

— eliminarea hazardului dinamic, caracteristic tastaturilor cu contacte mecanice;

— flexibilitate în alegerea dimensiunilor, avîndu-se în vedere volumul redus ocupat de structura electronică;

— fiabilitate sporită, caracteristică semiconductoarelor;

— reducere, aproape totală, a prelucrărilor mecanice din procesul de fabricație și a consumului de metale rare ș.a., în condițiile unui preț de cost care se anticipează a fi sub nivelul celui înregistrat la fabricarea tastaturilor cu elemente mecanice în mișcare.

3. Concluzii

În cadrul Catedrei de Radiocomunicații, Telefonie și Transmisiuni de Date, a Institutului Politehnic București, s-a extins gama preocupărilor privind tastarea senzorială, experimentată la nivelul terminalelor telefonice [3], și în sfera echipamentelor periferice pentru tehnică de calcul.

Tastatura senzorială propusă de autori, destinată echipamentelor periferice pentru tehnică de calcul, a fost experimentată prin implementarea ei în cadrul unui dispozitiv de afișare alfanumerică — DAF 1001. De menționat bunele rezultate obținute și facilitatea adaptării prezentei tastaturi la orice periferic ce necesită prezența unei tastaturi pentru introducerea datelor, dar care, în același timp, este susceptibil de a fi modernizat, în sensul înlăturării interfațărilor cu comenzi mecanice.

Structura prezentei tastaturi senzoriale, care s-a propus și experimentat de către autori, bazată numai pe componente fabricate în țară, reprezintă un produs pur autohton, căruia i se va putea găsi o largă sferă de utilizare.

Bibliografie

[1] *Geber, T., Vuici, M.* ș.a. Echipamente periferice. Ed. Tehnică, București, 1981.

[2] *Croitoru, V, Oprican, M.* Tastatură senzorială pentru terminale de date. CNETAC — 1984, I.P.B., sub tipar.

[3] *Croitoru, V. Oprican, M.* Tastaturi senzoriale pentru terminale telefonice, CNETAC — 1982, I.P.B., p. 3/56—3/62.

CZ 621.314.7

Proiectarea automată a transformatoarelor electrice de putere sub 500 VA

MIOARA ALECU-CĂLUȘIȚĂ, OTILIA MARINESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Transformatoarele electrice mici, monofazate sînt produse electrotehnice care intră în alcătuirea aproape a tututor instalațiilor și montajelor electrotehnice și electronice.

Pentru a se reduce timpul de proiectare și de întocmire a documentațiilor de execuție s-a realizat un program de proiectare automată a transformatoarelor electrice de putere sub 500VA monofazate, cu tole în manta, clasă de izolație E, destinate a fi executate în serii mici sau unicate.

În acest scop s-au standardizat documentația de execuție și metodica de proiectare pentru transformatoarele care se execută pe tole tip E, pe tole cu crestături, pe tole tip ICPE etc., care au sau nu găuri pentru prezoane de asamblare. S-a avut în vedere posibilitatea utilizării carcaselor de textolit cu flanșe sau a carcaselor fără flanșe.

Documentația de execuție și metodica de proiectare au fost astfel elaborate, încît să fie respectate standardele de încercări uzuale și să corespundă tehnologiei utilizate de atelierele ICPE.

Documentația de execuție

Documentația de execuție trebuie să cuprindă desene pentru anamblu trafo, tolă, carcasă, piese pentru asamblare și fișă de bobinare.

Desenul ansamblului trafo s-a executat în două variante, una corespunzînd asamblării cu prezoane și piese de strîngere și alta asamblării cu manta de tablă.

Desenul de tolă s-a executat în variantele tolă tip E, tip ICPE, cu crestătură, oarecare.

Desenul de carcasă cu flanșă s-a executat în două variante: una pentru asamblare cu tole E și alta pentru asamblare cu tole crestate.

Piesele de asamblare sînt: corniere, scoabe și prezoane, cînd tolele au găuri pentru asamblare și manta de tablă, cînd tolele nu au găuri de asamblare.

Fișa de bobinare cuprinde toate datele de bobinare și de control ale bobinei și ale transformatorului asamblat (probe de gol și de sarcină).

Întrucît numărul de transformatoare, proiectat anual la ICPE era redus, nu se justifică programarea efectuării desenelor de execuție cu masa de desenare. În consecință, s-au realizat 13 desene-robot.

Fișa de bobinare și pagina a doua a desenului de ansamblu (pagina care cuprinde indicatorul cu nomenclatorul de desene) s-a prevăzut să fie editate pe imprimantă de calculator.

Fiecare desen-robot are un cod format din litera *T* și o literă din denumirea piesei sau ansamblului pe care îl reprezintă. Cotele din desen sînt marcate cu a doua literă din cod, urmată de o cifră. Conform programului, calculatorul editează ce desene de execuție robot intră în documentația transformatorului proiectat, precum și codul specific comenzii, valorile numerice ale cotelor pe care proiectantul trebuie să le completeze manual pe desen.

Proiectarea transformatoarelor electrice de putere sub 500 VA

Întrucît programul era destinat proiectării de unicate sau de serii mici și nu a unei serii unificate de transformatoare, nu s-a pevăzut proiectarea pornind de la criterii de minimizare a prețului de cost.

S-au folosit formulele clasice pentru proiectarea transformatoarelor electrice de rețea, urmărind să se asigure proiectării un cît mai mare grad de flexibilitate.

Programul realizează proiectarea în următoarea succesiune de operații:

Introducerea datelor de intrare de la consolă

Calculatorul cere datele și specifică cîmpurile în care trebuie scrise. Sînt necesare:

— codul transformatorului, comanda, denumirea problemei;

— numărul de înfășurări separate;

— pentru fiecare înfășurare pe alt rînd se dă tensiunea pînă la prima priză, tensiunea pînă la a doua priză, tensiunea pînă la a treia priză (dacă există prize), curentul (pentru înfășurările secundare), și opțional, diametrul conductorului de bobinare;

— opțiuni: tolă cu crestătură, tolă, tolă tip ICPE, carcasă cu flanșe, cu ecran între primar și secundar. La întrebările calculatorului se răspunde cu „1" pentru da, cu „0" pentru nu;

— dacă nu s-a optat pentru tole ICPE, calculatorul cere dimensiunile tolei, în ordinea: lățimea miezului central, lățimea ferestrei, înălțimea ferestrei, distanța între găurile de prindere (dacă tola are găuri de asamblare);

* Ing. *Alecu-Călușiță, M.*, ing. *Marinescu, O.* — I.C.P.E. — București.

```
RUN TRA
  SCRIETI CODUL DIN 4 SEMNE. COMANDA DIN 8 SEMNE, NUMELE PROBLEMEI 32 SEMNE

T-77 11-340 TRAFO EXEMPLU 1
 NUMAR MAXIM DE INFASURARI SEPARATE < 6
4
DATI DATE PENTRU FIECE INFASURARE PE ALT RIND.
PUNIND OBLIGATORIU SI PUNCTUL ZECIMAL.
TENSIUNEA PE INFASURAREA PRINCIPALA (5S),PRIZA1 (4S),'PRIZA2 (4S),PRIZA3 (4S),
CURENTUL (8S), OPTIONAL  DIAMETRUL CONDUCTORULUI (7S)

 220.
 8.  1.            3.
 10.               1.
 10.               1.
OPTIUNI (DA=1,NU=0): UTILIZATI TOLE IN MANTA,TIP E,'TIP ICPE,
CARCASA CU FLANSE, CARCASA FARA FLANSE, CU ECRAN INTRE PRIMAR SI SECUNDAR

010100
OPTIONAL COMPLETATI INDUCTIA IN TESLA.
1.
DATI DIMENSIUNILE TOLEI:5 DIMENSIUNI DE CITE 6 SEMNE

 28.   14.   42.   70.   56.
  SCRIETI CODUL DIN 4 SEMNE, COMANDA DIN 8 SEMNE, NUMELE PROBLEMEI 32 SEMNE

^Z
TT46  --  STOP
```

Tabel 1. Introducerea datelor de intrare conversaţional cu calculatorul.

```
                DATELE DE INTRARE
               TRAFO EXEMPLU 1                    COD=T-77    COMANDA= 11-340   K=4

                    TENSIUNEA (V)                CURENT(A)  FI(MM)
              1   220.00   0.0   0.0   0.0        0.0      0.0
              2     8.00   1.0   0.0   0.0        3.0      0.0
              3    10.00   0.0   0.0   0.0        1.0      0.0
              4    10.00   0.0   0.0   0.0        1.0      0.0
                         OPTIUNI
                  1.0  ITM=0  ITE=1 ITI=0  ICF=1  ICS=0  IE=0
               DIMENSIUNILE TOLEI
                 28.0     14.0     42.0     70.0     56.0

        1  FC=0.35MM  GRM= 0.001KG  DJR=2.95A/MMP  REM=0.18140HM

        2  FC=1.12MM  GRM= 0.009KG  DJR=3.05A/MMP  REM=0.01770HM

        3  FC=0.65MM  GRM= 0.003KG  DJR=3.01A/MMP  REM=0.05260HM

        4  FC=0.65MM  GRM= 0.003KG  DJR=3.01A/MMP  REM=0.05260HM

         SUT=  4704.0000MMP   GOT=0.01284192KG

         P= 47.00VA  ETA=0.75  SFE= 9.94CMP  SBR=11.34CMP  B=1.00TESLA  DJ=3.07A/MMP

         LAT.FERESTREI = 14.00  LATIMEA CARCAS.+JOC = 2.00  GROS.BOBINA =10.76

         DIMENSIUNILE TOLEI MM : 28.00   14.00   42.00   70.00   56.00  SL= 40.49

         PABS = 51.420VA  ETAREAL= 0.914  IGOL= 0.021A

         PIERDERI: IN CU= 4.420W, IN FE:  0.000W SI   3.981VAR , DRI(1) = 2.429 A/MMP

DOCUMENTATIA DE EXECUTIE CUPRINDE DESENELE ROBOT' DE MAI JOS,PE CARE SE COMPLETEAZA SCRISUL GROS SI COTELE

T - T-77      TRAFO TIP T       PAG.1/2

   TTE - T-77              TV - T-77              TS - T-77
  TOLE  E TRAFO            CORNIER TRAFO          SCOABA TRAFO

   T1 =  28.00             V1 =  84.00            S1 =  70.00
   T2 =  14.00             V2 =  70.00            S2 =  56.00
   T3 =  42.00             V3 =  13.00            S3 =   5.50
   T4 =  70.00             V4 =  42.00            S4 =  14.00
   T5 =  56.00             V5 =  18.00            S5 =  18.00
   T6 =  84.00             V6 =   2.00            S6 =   4.30
   T7 =  70.00             V7 =   5.50            S7 =   2.00
   T8 =  14.00
   T9 =   5.00

TP - T-77        PREZON TRAFO
  P1 =    4.0          P2 =  18.00          P3 =  68.00

TCE - T-77       CARCASA TRAFO TOLE E
 C1 =  40.99      C2 =   1.50      C3 =  80.99      C4 =  28.50
 C5 =  55.50      C6 =  31.50      C7 =  36.50      C8 =  43.99
 C9 =   3.00      C10=  47.50      C11=  38.50      C12=  41.40
 C13=  13.00      C14=  15.40      C15=  15.90      C16=   3.00
```

Tabel 2. Editarea datelor de proiectare cu calculatorul.

SCHEMA ELECTRICA A TRANSFORMATORULUI
(SE COMPLETEAZA MANUAL)

POZ	DENUMIREA	NR.DESEN/STAS	BUC	MATER.	OBSERVATII	MASA
8	INFASURARE TRAFO	T8 - T-77	1		IMPREGN.LAC	
7	CARCAS.TR.TOLEMANTI	TCM- T-77	1			
6	PIULITA M 4.0	STAS 4071/20	8	OL 37	CADMIAT PASIVI	
5	SAIBA GROWER 4.0	STAS 5200/80	8		BRUNAT	
4	PREZON TRAFO	TP - T-77	4		CADMIAT PASIVI	
3	SCOABA TRAFO	TS - T-77	4		CADMIAT PASIVI	
2	CORNIER TRAFO	TV - T-77	4		CADMIAT PASIVI	
1	TOLE E TRAFO	TTE- T-77	1			1.303KG

PROIECTAT	M.ALECU		PAG
PROGRAMAT	O.MARINESCU	T - T-77	* 2/2
VERIFICAT			
CONTRSTAS			
APROBAT			
I. C. P. E.		TRAFO EXEMPLU 1	
		TRAFO TIP T	

Fig. 1. Pagina a 2-a din desenul de execuție.

TABEL DE BOBINARE

INFASURAREI	NR.SPIRE	I SPIRE IPE STRATIFI	ICONDUCT.CU-EMI MMI GR.KG	REZIST.I OHM	IZOLATIEI IFOIHOSTAFI
I PRIMAR I	996	I 86	I0.350I0.1676	I 32.19	I0.F.LA 2SI
I SECUNDAR 1I	40+ 5	I 29	I1.120I0.0934	I 0.18	I0.F.LA 3SI
I SECUNDAR 2I	50	I 48	I0.650I0.0385	I 0.64	I0.F.LA 5SI
I SECUNDAR 3I	51	I 48	I0.650I0.0404	I 0.67	I0.F.LA 5SI

IESIRILE INFASURARILOR CU DIAMETRU SUB 0,3 MM SE SCOT CU TRAFOLITA CU CARE SE BOBINEAZA O SPIRA PE CARCASA ,INTRE INFASURARI SI DEASUPRA SE PUNE DE 3XNOVOLIT

CONTROL (PE TRAFO ASAMBLAT CU SARCINILE CONECTATE PE PRIZELE MAXIME)

INFASURAREA INRI DESTINATIE	I TENSIUNEA IN GOL VOLT	IREZSARCINAI OHM	U.SARC.ICURENT I VOLT I AMPER
I II PRIMAR	I 220.00	I IGOL = I	0.021AI 0.234
I 2I SECUNDAR1	I 8.48	I 3.00 I	9.00I 3.000
I 3I SECUNDAR2	I 10.64	I 10.00 I	10.00I 1.000
I 4I SECUNDAR3	I 10.67	I 10.00 I	10.00I 1.000

POZI	DENUMIREA	NR.DESEN/STAS	IBUCI	MATER.	OBSERVATII	MASA
4	IZOLATIE NOVOLIT		I	I	VEZI TABEL	
3	IZOLATIE HOSTAFAN		I	I	VEZI TABEL	
2	INFASURARI		I	I	VEZI TABEL	
1	CARCAS.TR.TOLE E	TCE- T-77	I 1	I		

PROIECTAT	M.ALECU			PAG
PROGRAMAT	O.MARINESCU		TB - T-77	
VERIFICAT				
CONTRSTAS				
APROBAT				

I. C. P. E.

INFASURARE TRAFO

TRAFO TIP-T

Fig. 2. Fișa de bobinare.

— opţional se cere inducţia în Tesla. Dacă se răspunde prin întoarcere de car, calculatorul efectuează calculul la 1,1 Tesla.

Se calculează *puterea transformatorului, randamentul aproximativ, secţiunea în fier şi densitatea de curent propusă.*

Dacă nu s-au impus diametrele conductoarelor de bobinare se aleg *conductoarele adecvate* din fişierul de conductoare standardizate. Dacă s-au prevăzut conductoarele, se calculează densitatea de curent care rezultă.

În cazul utilizării tolei ICPE *se alege tipul de tolă.*

Ştiind secţiunea în fier şi factorul de umplere, se calculează *grosimea pachetului de tole şi greutatea fierului.*

Se calculează *volţi/spiră* în primar şi în secundar şi numărul de spire din fiecare înfăşurare.

Se verifică umplerea ferestrei. Dacă depăşirea ferestrei este mică, se majorează secţiunea în fier şi se reia calculul. Se poate ajunge pînă la grosimea de 1,5 a fierului din lăţimea coloanei centrale. Dacă şi în acest caz fereastra este insuficientă şi tola a fost dată de proiectant, programul enunţă mesajul „Alegeţi altă tolă".

Dacă tola a corespuns, se calculează *lungimea conductorilor şi pierderile în cupru.* Funcţie de căderile de tensiune se corectează numărul de spire din secundar şi se calculează *tensiunile la gol.*

Folosind datele din fişierul cu pierderi în fier, se calculează *pierderile în fier şi curentul de gol.* Se calculează *curentul primar şi randamentul real* ale transformatorului.

Se editează pe imprimantă :

— datele de intrare pentru control ;

— datele transformatorului calculate (inclusiv grosimea înfăşurărilor şi rezultatele obţinute prin majorarea secţiunii în fier).

Urmează alcătuirea documentaţiei de execuţie. Se aleg desenele-robot şi se calculează cotele pentru carcasă, piese de prindere etc.

Se editează pe imprimantă codul desenelor de execuţie-robot necesare şi codul şi valorile cotelor care trebuie completate manual de proiectant pe desenul-robot.

Se *editează pe imprimantă în format A4 pagina a doua din desenul de ansamblu şi fişa de bobinare.*

Programul TRA

Programul TRA pentru proiectarea automată a transformatoarelor electrice sub 500 VA a fost scris în FORTRAN şi implementat pe calculatorul I 100 şi M 118. În tabelul 1 se arată introducerea datelor de proiectare pentru un transformator.

Tabelul 2 reprezintă editarea datelor de proiectare pe calculator. În figura 1 este redată pagina a 2-a din desenul de execuţie, iar în figura 2 — fişa de bobinare pentru acelaşi transformator, editată de calculator.

Concluzii

Programul TRA este un ajutor preţios al proiectantului de transformatoare.

Dacă se dispune de desene-robot heliografiate şi de un calculator liber, proiectarea şi alcătuirea documentaţiei de execuţie ale unui transformator durează 20—40 minute.

Prin exploatarea acestui program se urmăreşte şi cîştigarea de experienţă în vederea perfecţionării metodelor de proiectare.

Bibliografie

[1] *Constantinescu Liviu.* Transformatoare electrice de mică putere, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1974.

CZ 621.3.017.22

Influența efectului pelicular tranzitoriu apărut în timpul, respectiv la deconectarea scurtcircuitelor, asupra distribuției cîmpului electromagnetic din căile de curent

ALEXANDRU N. PEICOV * — CRAIOVA

Plecînd de la forma operațională a integralei Duhamel-Carson-Pomey și a ecuației lui Helmholtz, autorul deduce expresiile cîmpului densității de curent apărute în conductoare, ca urmare a efectului pelicular tranzitoriu din timpul scurtcircuitelor simetric și asimetric, respectiv la deconectarea acestora. Introducînd expresiile astfel obținute în programe adecvate, elaborate pentru calculatoarele digitale, s-au obținut diagrame ce ilustrează repartiția spațio-temporală a densității de curent din conductoare, determinată de efectul pelicular tranzitoriu apărut în timpul, respectiv la deconectarea scurtcircuitelor.

Introducere

În lucrările sale anterioare [1, 2, 3, 4] autorul a abordat studiul implicațiilor efectelor pelicular și de proximitate din regimul armonic permanent, asupra repartiției cîmpului termic staționar în conductoare.

Avîndu-se în vedere faptul că datorită fenomenelor de conectare-deconectare, respectiv de variație a cîmpului electromagnetic și a parametrilor termofizici de material (p.t.f.m.) din rețelele electrice, cele mai frecvente regimuri ale cîmpurilor electromagnetic și termic sînt cele tranzitorii, ale căror regimuri produse în căile de curent de către scurtcircuite, respectiv de deconectarea scurtcircuitelor se vor studia în lucrarea de față.

Ca urmare a valorii ridicate a vitezei de variație a curentului, în timpul, respectiv la deconectarea scurtcircuitelor, în căile de curent *izolate* (adică cele care sînt situate suficient de departe de alte conductoare, respectiv față de obiecte din materiale feromagnetice), va apare un intens efect pelicular tranzitoriu, care va determina o distribuție diferită a cîmpurilor electromagnetic și termic, față de cea din regimul armonic permanent.

În lucrarea [5], pentru curentul de scurtcircuit dintr-o rețea, considerată ca avînd parametrii concentrați R, L, C, și alimentată de la o sursă de tensiune sinusoidală:

$$u(t) = \hat{U} \cdot \sin \omega \cdot t, \tag{1}$$

se deduce următoarea lege de variație în timp:

$$i(t) = \hat{I} \cdot [e^{-t/\tau} \cdot \sin \alpha + \sin(\omega \cdot t - \alpha)] =$$

$$= i_{ap} + i_{sim}, \tag{2}$$

cu: $\tau = \dfrac{L}{R}$, constanta electromagnetică de timp a rețelei: (3)

$$\alpha = \varphi - \psi, \tag{4}$$

reprezentînd diferența dintre unghiul φ de defazaj al curentului față de tensiune, și unghiul ψ măsurat între începutul ultimei semiperioade pozitive a tensiunii $u(t)$ și momentul producerii scurtcircuitului:

$$\hat{I} = \frac{\hat{U}}{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2)^{1/2}}. \tag{5}$$

Din expresia (2) rezultă că, în cazul general, curentul de scurtcircuit este suma [6] a două componente: i_{ap} (componenta aperiodică sau de curent continuu, care scade exponențial în timp) și i_{sim} (componenta simetrică sau de curent alternativ, avînd o variație sinusoidală în timp). Dacă scurtcircuitul apare în momentul cînd $\varphi = \psi$, din (2) și (4) rezultă:

$$i(t) = \hat{I} \cdot \sin \omega \cdot t, \tag{6}$$

caz ce corespunde *scurtcircuitului simetric.*

Cînd $\alpha = \dfrac{\pi}{2}$, componenta i_{ap} va avea valoare maximă, și expresia (2) devine:

$$i(t) = \hat{I} \cdot (e^{-t/\tau} - \cos \omega \cdot t). \tag{7}$$

Această funcție corespunde valorii maxime a primei amplitudini a curentului de scurtcircuit (la $\omega \cdot t = \pi$), deci celor mai mari solicitări termice și dinamice determinate de curentul de scurtcircuit; ca urmare, ea va fi utilizată pentru studiul efectului pelicular tranzitoriu, determinat de *scurtcircuitul asimetric.*

* Dr. ing. *Peicov N. Alexandru* — Facultatea de Electrotehnică din Craiova.

1. Determinarea legii de repartiție a densității de curent

Deoarece la majoritatea aparatelor de medie și înaltă tensiune, secțiunea transversală a căilor de curent are, în general, o formă circulară, studiul efectului pelicular tranzitoriu se va axa, în cele ce urmează, cu preponderență pe cazul conductorului cilindric circular masiv.

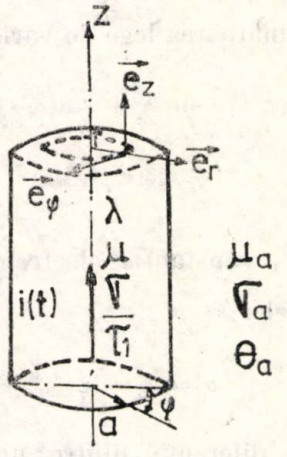


Fig. 1. Conductor cilindric circular masiv.

Se consideră, deci, un conductor cilindric (fig. 1), a cărui rază a și lungime axială l satisfac condiția $a \ll l$, situat departe de alte căi de curent și de obiecte feromagnetice, realizat din material omogen, izotrop, liniar, caracterizat prin p.t.f.m.: τ, μ, λ și α_Σ, iar mediul exterior în care se află conductorul, este definit prin $\sigma_a \approx 0$; $\mu_a \approx \mu_0$ și θ_a; în prima etapă de abordare a problemei, aceste mărimi se consideră independente față de valorile locale ale cîmpurilor electromagnetic și termic.

A. Cazul scurtcircuitului simetric

Pînă în momentul apariției scurtcircuitului, conductorul este parcurs în regim armonic permanent de curentul $i_0(t)$, a cărui amplitudine $\hat{I}_0$ este mult mai mică [5, 6] decît amplitudinea curentului de scurt-circuit $\hat{I}$; această constatare permite [7] folosirea ipotezei simplificatoare potrivit căreia, pînă în momentul $t = 0$ al apariției scurtcircuitului, conductorul nu este parcurs de curent, adică:

$$i_0(t) = 0, \text{ pentru } t < 0, \tag{8}$$

iar producerea la $t = 0$ a scurtcircuitului simetric, este echivalentă cu trecerea din acest moment, a următorului curent tranzitoriu prin conductor:

$$i(t) = \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot \sin \omega \cdot t, \tag{9}$$

unde $\gamma(t)$ este funcția treaptă-unitate a lui Heaviside. În același moment, toate punctele secțiunii transversale a conductorului au o încălzire medie egală cu $\bar{\tau}_1$, determinată în regim termic staționar de valoarea eficace a curentului nominal:

$$I_n = \frac{\hat{I}_0}{\sqrt{2}}, \tag{10}$$

ce parcurgea conductorul înainte de apariția scurtcircuitului.

Ca urmare a simetriei axiale (fig. 1) și pentru că $a \ll l$, rezultă [7] că densitatea tranzitorie de curent din conductor va reprezenta un cîmp vectorial dirijat în sensul axei z, depinzînd numai de coordonata radială r și de timpul t.

$$\vec{j} = j(r, t) \cdot \vec{e}_z. \tag{11}$$

Transformata Laplace a densității de curent:

$$\vec{J}(r, p) = \mathfrak{L}[j(r, t) \cdot \vec{e}_z] = \vec{e}_z \cdot \int_0^\infty e^{-p \cdot t} \cdot j(r, t) \cdot dt =$$

$$= \vec{e}_z \cdot J(r, p), \tag{12}$$

se obține din forma operațională a integralei Duhamel—Carson—Pomey:

$$X_e(p) = p \cdot R(p) \cdot X_i(p), \tag{13}$$

expresie rezultată din aplicarea transformatei Laplace formei generale din instantaneu a aceleași integrale:

$$x_e(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t r(\xi) \cdot x_i(t - \xi) \cdot d\xi. \tag{14}$$

Pentru cazul studiat, funcția $R(p)$ din relația (13) este imaginea Laplace $J_I(r, p)$ a densității tranzitorii de curent $j_I(r, t)$, determinată în conductor de curentul treaptă-unitate:

$$i_I(t) = \gamma(t). \tag{15}$$

Ca urmare, $J_I(r, p)$ se va obține prin integrarea formei operaționale a ecuației lui Helmholtz [7] pentru densitatea de curent:

$$\Delta \vec{J}_I(r, p) = \gamma_p^2 \cdot \vec{J}_I(r, p) - \sigma \cdot \mu \cdot \vec{J}_I(r, 0), \tag{16}$$

unde:

$$\gamma_p^2 = \sigma \cdot \mu \cdot p. \tag{17}$$

Folosind relaţia (12) şi condiţia iniţială nulă :

$$J_I(r, 0) = 0, \tag{18}$$

(rezultată din ipoteza simplificatoare adoptată anterior), ecuaţia (16) devine :

$$\frac{d^2J_I}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{dJ_I}{dr} - \gamma_p^2 \cdot J_I = 0, \tag{19}$$

avînd următoarea integrală generală :

$$J_I(r, p) = \underline{C}_1 \cdot I_0(\gamma_p \cdot r) + \underline{C}_2 \cdot K_0(\gamma_p \cdot r). \tag{20}$$

Constantele de integrare $\underline{C}_1$ şi $\underline{C}_2$, rezultă [7] folosind următoarele condiţii pe frontieră :

$$\lim_{r \to 0} J_I(r, p) = \text{finită}, \tag{21}$$

$$\int_0^a J_I(r, p) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr = \mathfrak{L}[i_I(t)] = \frac{1}{p}. \tag{22}$$

Din relaţiile (20÷22), se obţine transformata Laplace pentru funcţia de răspuns tranzitoriu a conductorului cilindric masiv :

$$J_I(r, p) = \frac{\gamma_p}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{I_0(\gamma_p \cdot r)}{p \cdot I_1(\gamma_p \cdot r)} =$$

$$= \frac{\gamma_p}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{j \cdot J_0(j \cdot \gamma_p \cdot r)}{p \cdot J_1(j \cdot \gamma_p \cdot a)}, \tag{23}$$

din care, prin inversiune, rezultă expresia în instantaneu :

$$j_I(r, t) = j_0 \cdot \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \cdot e^{-\eta_k^2 \cdot \frac{t}{\alpha}} \right], \tag{24}$$

unde :

$$j_0 = \frac{1}{\pi \cdot a^2}, \tag{25}$$

iar :

$$T_e = \sigma \cdot \mu \cdot a^2, \tag{26}$$

este constanta electromagnetică interioară de timp a conductorului cilindric ; η_k reprezintă rădăcina de secvenţă k a ecuaţiei transcedentale :

$$J_1(\eta) = 0. \tag{27}$$

Utilizînd relaţiile (13) şi (14), autorul a obţinut [7] o formulă pentru determinarea expresiei densităţii tranzitorii de curent $j(r, t)$, produsă în conductorul cilindric de curentul tranzitoriu de aducţie :

$$i(t) = g(t) \cdot \gamma(t), \tag{28}$$

unde : $g(t)$ reprezintă o funcţie oarecare de timp.
Rezultă deci :

$$J(r, p) = p \cdot J_I(r, p) \cdot I(p), \tag{29}$$

unde :

$$I(p) = \mathfrak{L}[i(t)] = \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} g(t) \cdot \gamma(t) \cdot dt. \tag{30}$$

Din (23) şi (29) se găseşte imaginea Laplace a densităţii tranzitorii de curent :

$$J(r, p) = \frac{\gamma_p}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{I_0(\gamma_p \cdot r)}{I_1(\gamma_p \cdot a)} \cdot I(p) =$$

$$= \frac{j \cdot \gamma_p}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{J_0(j \cdot \gamma_p \cdot r)}{J_1(j \cdot \gamma_p \cdot a)} \cdot I(p), \tag{31}$$

din care, expresia lui $j(r, t)$ rezultă prin inversiune :

$$j(r, t) = \mathfrak{L}^{-1}[J(r, p)] =$$

$$= \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{j \cdot \gamma_p}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{J_0(j \cdot \gamma_p \cdot r)}{J_1(j \cdot \gamma_p \cdot a)} \cdot I(p) \right] =$$

$$= f(r, t) \cdot \gamma(t). \tag{32}$$

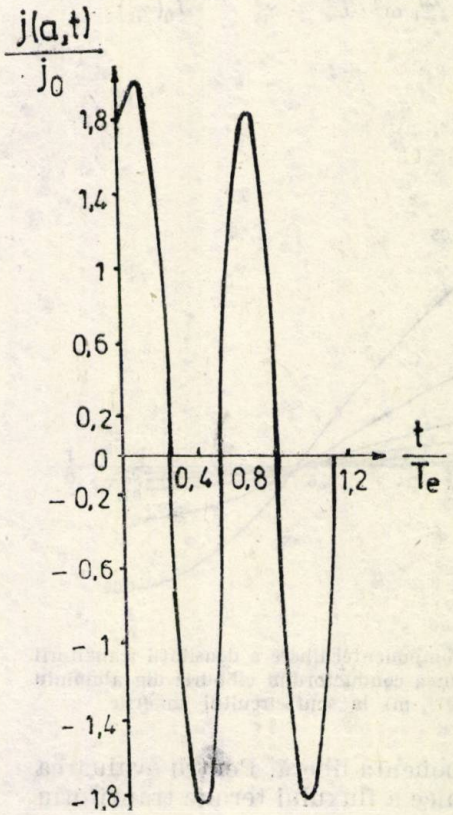


Fig. 2. Variaţia în timp a densităţii tranzitorii de curent pe periferia conductorului cilindric de aluminiu ($a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m) la scurt-circuitul simetric.

Pentru cazul scurtcircuitului simetric, din (9) şi (30÷32) se obţine funcţia ce defineşte densitatea tranzitorie de curent din conductorul studiat :

$$j(r, t) = j_p(r, t) + j_l(r, t), \qquad (33)$$

în care :

$$j_p(r, t) = \frac{\alpha \cdot \hat{I} \cdot \sqrt{2} \cdot \gamma(t)}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot M_1^2(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})} \cdot$$

$$\cdot \left\{ [ber_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot ber_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) + bei_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot \right.$$

$$\cdot bei_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})] \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) -$$

$$- [ber_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) \cdot bei_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) - ber_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot$$

$$\left. \cdot bei_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})] \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \right\}, \text{ cu : } \alpha = \sqrt{\frac{\omega \cdot \sigma \cdot \mu}{2}}, \qquad (34)$$

este componenta de regim permanent, iar :

$$j_l(r, t) =$$

$$= \frac{\omega \cdot \hat{I} \cdot T_e \cdot \gamma(t)}{\pi \cdot a^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\eta_k^2}{\omega^2 \cdot T_e^2 + \eta_k^4} \cdot \frac{J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \cdot e^{-\frac{\eta_k^2}{T_e} \cdot t}, \qquad (35)$$

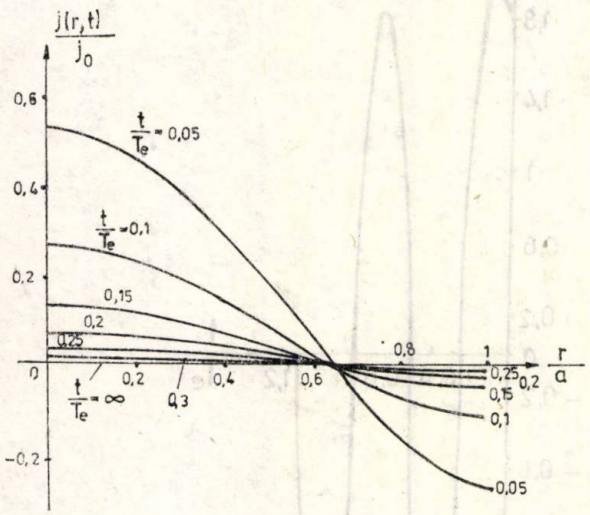


Fig. 3. Repartiţia componentei libere a densităţii tranzitorii de curent, pe secţiunea conductorului cilindric din aluminiu ($a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m) la scurtcircuitul simetric.

reprezintă componenta liberă. Pentru evaluarea densităţii volumice a fluxului termic tranzitoriu $p = j^2(r, t)/\sigma$, este mai adecvată altă formă a expresiei (33), care se obţine [7] din aceasta, utilizînd relaţiile funcţionale dintre funcţiile Bessel şi Kelvin :

$$j(r, t) = \frac{\alpha \cdot \hat{I} \cdot \sqrt{2} \cdot \gamma(t)}{4 \cdot \pi \cdot a} \left\{ \frac{J_0\left[\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2} \cdot \exp\left(j \cdot \frac{3\pi}{4}\right)\right]}{J_1\left[\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2} \cdot \exp\left(j \cdot \frac{3\pi}{4}\right)\right]} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot e^{j\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{4}\right)} - \frac{J_0\left[\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2} \cdot \exp\left(j \cdot \frac{\pi}{4}\right)\right]}{J_1\left[\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2} \cdot \exp\left(j \cdot \frac{\pi}{4}\right)\right]} \cdot e^{j\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{4}\right)} \right\} +$$

$$+ \frac{\omega \cdot \hat{I} \cdot T_e \cdot \gamma(t)}{\pi \cdot a^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\eta_k^2 \cdot J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{(\omega^2 \cdot T_e^2 + \eta_k^4) \cdot J_0(\eta_k)} \cdot e^{-\frac{\eta_k^2}{T_e} \cdot t}. \qquad (36)$$

În diagrama din figura 2 se prezintă variaţia în timp a valorii instantanee relative a densităţii tranzitorii de curent de la periferia conductorului cilindric, adică funcţia :

$$j(a, t)/j_0 = f(t/T_e), \qquad (37)$$

în care :

$$j(a, t) = j(r, t)|_{r=a}, \qquad (38)$$

cu $j(r, t)$ definită de relaţia (33), iar :

$$j_0 = \frac{\hat{I}}{\pi \cdot a^2}. \qquad (39)$$

În diagrama din figura 3 se prezintă repartiţia spaţial-temporală a valorilor instantanee relative locale, ale componentei libere a densităţii tranzitorii de curent, adică funcţia :

$$j_l(r, t)/j_0 = f(t/T_e ; r/a), \qquad (40)$$

în care (t/T_e) şi (r/a), sînt coordonatele temporală şi, respectiv spaţială, adimensionale. Diagramele din figurile 2÷7 au fost calculate pentru un conductor cilindric masiv avînd raza $a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m., şi aceeaşi p.t.f.m. ca şi cel pe care s-au efectuat experimentele descrise în lucrarea [1].

B. Cazul scurtcircuitului asimetric

Pe baza ipotezelor simplificatoare adoptate la punctul A, rezultă că apariţia scurtcircuitului asimetric în conductorul cilindric de rază a, este echivalentă cu trecerea din momentul $t = 0$ a unui curent tranzitoriu definit de expresia :

$$i(t) = \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot (e^{-t/\tau} - \cos \omega \cdot t). \qquad (41)$$

Folosind teorema superpoziției, densitatea tranzitorie de curent $j(r, t)$ se va căuta [7] sub forma sumei:

$$j(r, t) = j_1(r, t) + j_2(r, t), \tag{42}$$

în care $j_1(r, t)$ reprezintă densitatea tranzitorie de curent, determinată de curentul:

$$i_1(t) = \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot e^{-t/\tau}, \tag{43}$$

iar $j_2(r, t)$, pe cea produsă în același conductor de către curentul:

$$i_2(r, t) = -\hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot \cos \omega \cdot t. \tag{44}$$

Expresia (31) conduce la următoarele imagini Laplace ale celor două componente:

$$J_1(r, p) = \frac{\tau \cdot \hat{I}}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{\gamma_p \cdot I_0(\gamma_p \cdot r)}{(1 + p \cdot \tau) \cdot I_1(\gamma_p \cdot a)}, \tag{45}$$

$$J_2(r, p) = -\frac{\hat{I}}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{p \cdot \gamma_p \cdot I_0(\gamma_p \cdot r)}{(p^2 + \omega^2) \cdot I_1(\gamma_p \cdot a)} \tag{46}$$

Aplicînd relațiilor anterioare teorema I-i a dezvoltării a lui Heaviside, se obțin expresiile corespunzătoare în instantaneu:

$$j_1(r, t) = j_{1p}(r, t) + j_{1l}(r, t), \tag{47}$$

$$j_2(r, t) = j_{2p}(r, t) + j_{2l}(r, t), \tag{48}$$

unde, că și la punctul A anterior, cu indicele p s-au notat componentele de regim permanent, iar cu indicele l, componentele de regim liber:

$$j_{1p}(r, t) = \frac{\hat{I} \cdot \gamma(t)}{2 \cdot \pi \cdot a} \sqrt{\frac{\sigma \cdot \mu}{\tau}} \cdot \frac{J_0\left(r \cdot \sqrt{\frac{\sigma \cdot \mu}{\tau}}\right)}{J_1\left(a \cdot \sqrt{\frac{\sigma \cdot \mu}{\tau}}\right)} \cdot e^{-t/\tau}, \tag{49}$$

$$j_{1l}(r, t) = \frac{\tau \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t)}{\pi \cdot a^2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\eta_k^2}{(\tau \cdot \eta_k^2 - a^2 \cdot \sigma \cdot \mu)} \cdot \frac{J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \cdot e^{-\eta_k^2 \cdot \frac{t}{T_e}}, \tag{50}$$

$$j_{2p}(r, t) = \frac{\alpha \cdot \sqrt{2} \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t)}{4 \cdot \pi \cdot a} \cdot \left[\frac{J_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j \cdot 3\pi/4}}{J_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j \cdot 3\pi/4})} \cdot e^{j\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{4}\right)} + \frac{J_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\pi/4})}{J_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\pi/4})} \cdot e^{-j\left(\omega \cdot t + \frac{3\pi}{4}\right)} \right] = \frac{\alpha \cdot \sqrt{2} \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t)}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot M_1^2(\alpha \cdot a\sqrt{2})} \cdot$$

$$\left\{ [ber_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) \cdot bei_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) - ber_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot bei_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})] \cdot \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{4}\right) - [ber_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) \cdot ber_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) + bei_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) \cdot bei_0(\alpha \cdot r \sqrt{2})] \cdot \cos\left(\omega t + \frac{3\pi}{4}\right) \right\}, \tag{51}$$

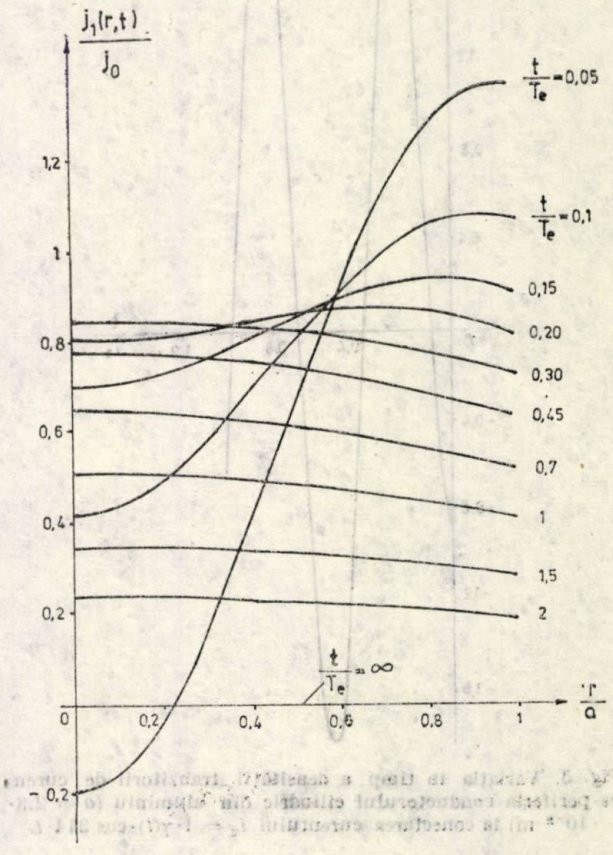


Fig. 4. Repartiția densității tranzitorii de curent pe secțiunea conductorului cilindric din aluminiu ($a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m) la conectarea curentului $i_1 = \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot e^{-t/\tau}$; $\tau = 4{,}39 \cdot 10^{-2}$ s.

$$j_{2l}(r, t) = \frac{\hat{I} \cdot \gamma(t)}{\pi \cdot a^2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\eta_k^4}{\omega^2 \cdot T_e^2 + \eta_k^4} \cdot \frac{J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \cdot e^{-\eta_k^2 \cdot \frac{t}{T_e}}. \tag{52}$$

În figura 4 se prezintă repartiția spațial-temporală a densității tranzitorii de curent, determinată în conductorul cilindric de curentul tranzitoriu definit prin expresia (43), adică, familia de curbe :

$$j_1(r, t)/j_0 = f(t/T_e\,;\, r/a), \tag{53}$$

în care pentru τ s-a ales valoarea cea mai frecvent întîlnită în rețelele electrice [5] :

$$\tau = 4{,}39 \cdot 10^{-2}\ \text{s}. \tag{54}$$

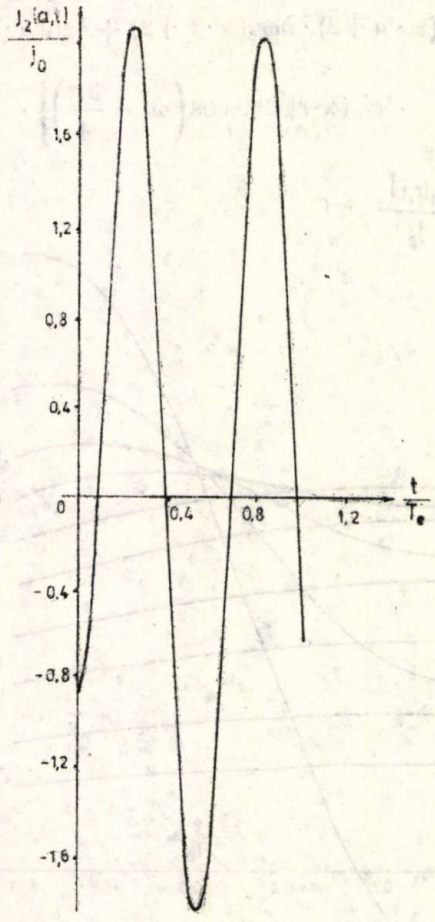


Fig. 5. Variația în timp a densității tranzitorii de curent pe periferia conductorului cilindric din aluminiu ($a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m) la conectarea curentului $i_2 = \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot \cos 314 \cdot t$.

Variația în timp a valorii instantanee relative a densității tranzitorii de curent de la periferia aceluiași conductor, atunci cînd acesta este parcurs de curentul tranzitoriu definit de expresia (44), adică funcția :

$$j_2(a, t)/j_0 = f(t/T_e), \tag{55}$$

este reprezentată grafic în figura 5. Modificarea în timp a valorii instantanee relative a densității de curent de la periferia conductorului cilindric masiv, în timpul scurtcircuitului asimetric, deci funcția (37) în care $j(a, t)$ este definită de expresiile (38) și (42), este reprezentată în figura 6.

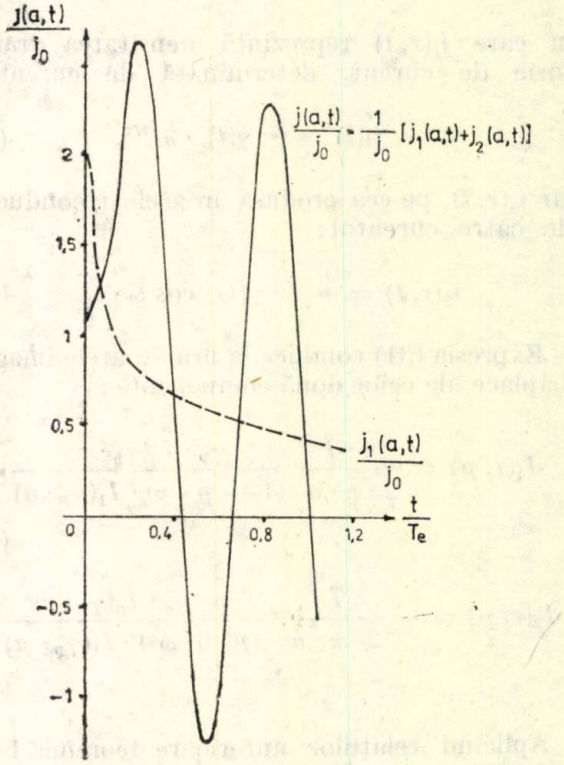


Fig. 6. Variația în timp a densității tranzitorii de curent pe periferia conductorului cilindric din aluminiu ($a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m) la scurtcircuitul asimetric.

C. Cazul deconectării scurtcircuitelor

În cele ce urmează, se va studia efectul pelicular tranzitoriu ce apare la deconectarea scurtcircuitelor cu întreruptoarele de medie tensiune. Deoarece în cazul general, întreruptoarele nu deconectează circuitul, înainte de prima trecere naturală prin zero a curentului de scurtcircuit, iar pe de altă parte ținîndu-se seama de necesitatea eșalonării timpilor de declanșare a întreruptoarelor pe baza principiilor protecției selective [5], rezultă că durata scurtcircuitului dintr-o rețea de forță nu poate fi mai mică de (0,1—0,2 s), deci o durată ce satisface condiția (68), cu τ definită de (54). Ca urmare, chiar în situația în care scurtcircuitul a fost inițial asimetric, după trecerea a (0,1—0,2 s) componenta aperiodică a curentului devine neglijabilă, și deci, începînd din acest moment scurtcircuitul se poate considera ca simetric.

În concluzie [7], rezultă că expresia densității tranzitorii de curent determinată de deconectarea scurtcircuitelor, se obține schimbînd semnul radiației (35). Autorul a verificat corectitudinea raționamentelor anterioare în

lucrarea [7], unde expresia densității tranzitorii de curent produsă în conductor de deconectarea scurtcircuitului:

$$j(r, t) = j_p(r, t) + j_1(r, t), \tag{56}$$

s-a obținut prin superpoziția dintre componenta $j(r, t)$ — relația (34) — produsă de curentul de scurtcircuit simetric (6) și densitatea tranzitorie de curent $j_1(r, t)$ ce ar fi apărut, dacă în momentul $t = 0$ al stingerii arcului electric în întreruptor, prin conductor ar fi început să circule curentul:

$$i_1(t) = -\hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot \sin \omega \cdot t. \tag{57}$$

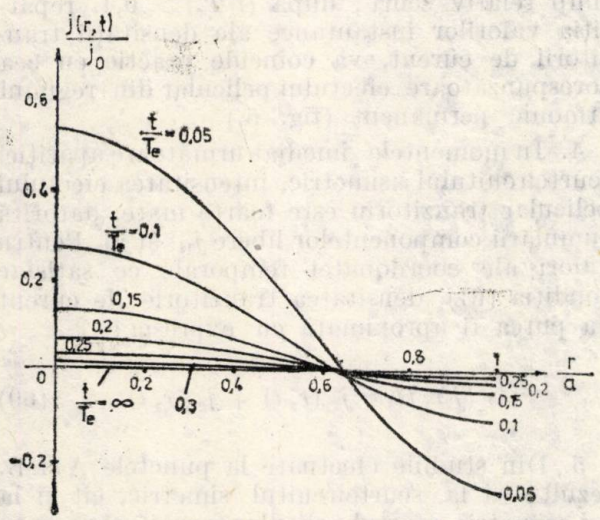


Fig. 7. Repartiția densității tranzitorii de curent pe secțiunea conductorului cilindric din aluminiu ($a = 2{,}8 \cdot 10^{-2}$ m) la deconectarea curentului $i = \hat{I} \cdot \sin 314 \cdot t$.

Din (32) și (57) rezultă:

$$j_1(r, t) = -\frac{\alpha \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot M_1^2(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})} \cdot$$

$$\cdot \left\{ [ber_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot ber_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) + bei_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot \right.$$

$$\cdot bei_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})] \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) - [ber_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2}) \cdot$$

$$\cdot bei_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) - ber_0(\alpha \cdot r \cdot \sqrt{2}) \cdot bei_1(\alpha \cdot a \cdot \sqrt{2})] \cdot$$

$$\left. \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \right\} - \frac{\omega \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot T_e}{\pi \cdot a^2}$$

$$\cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\eta_k^2}{\omega^2 \cdot T_e^2 + \eta_k^4} \cdot \frac{J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \cdot \exp\left(-\eta_k^2 \cdot \frac{t}{T_e}\right), \tag{58}$$

iar din relațiile (34), (56), (58), se obține expresia densității tranzitorii de curent, determinată, în conductorul cilindric masiv de rază a, de fenomenul deconectării scurtcircuitului:

$$j(r, t) = -\frac{\omega \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot T_e}{\pi \cdot a^2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\eta_k^2}{\omega^2 \cdot T_e^2 + \eta_k^4} \cdot$$

$$\cdot \frac{J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \cdot e^{-\eta_k^2 \cdot \frac{t}{T_e}}. \tag{59}$$

Repartiția în spațiu și timp a valorilor locale instantanee relative ale densității tranzitorii de curent $j(r, t)$, definite de relația anterioară adică funcția:

$$j(r, t)/j_0 = f(t/T_e; r/a), \tag{60}$$

este reprezentată grafic în figura 7.

2. Concluzii

Din studiul efectului pelicular tranzitoriu produs de scurtcircuite, respectiv de deconectarea acestora, rezultă următoarele:

A. Cazul scurtcircuitului simetric

1. Spre deosebire de efectul pelicular din regimul armonic permanent, la care gradul de neuniformitate a repartiției valorii eficace a densității de curent pe secțiunea conductorului crește odată cu mărirea razei acestuia [8], efectul pelicular tranzitoriu se manifestă indiferent de valoarea razei conductorului, după cum rezultă din expresia (35) și figura 3.

2. Pentru:

$$t/T_e > 0{,}4, \tag{61}$$

cînd influența componentei $j_1(r, t)$ devine neînsemnată, datorită amortizării, valoarea razei conductorului începe să fie determinată în repartiția densității tranzitorii de curent $j(r, t)$, pentru că, în acest caz, din expresiile (33÷35) rezultă:

$$j(r, t) \approx j_p(r, t). \tag{62}$$

3. Deoarece componenta $j_1(r, t)$ reprezintă suma unei infinități de armonici, ale căror constante de timp:

$$T_k = (T_e/\eta_k^2), \tag{63}$$

scad odată cu creșterea ordinului k, deoarece între rădăcinile ecuației (27) există relația [9]:

$$\eta_1 < \eta_2 < \eta_3 < \ldots < \eta_k, \tag{64}$$

rezultă că armonica corespunzătoare valorii $k = 1$, va avea cea mai lungă durată.

4. Ca o consecinţă a legii inducţiei electromagnetice, în primele momente după apariţia scurtcircuitului simetric, componenta $j_l(r, t)$ va fi orientată în sens contrar curentului de scurtcircuit pe porţiunile interioare ale conductorului — pentru $(r/a) < 0{,}65$ (fig. 3) şi în acelaşi sens cu acesta, pe cele dispuse spre periferie — pentru $1 \geqslant (r/a) \geqslant 0{,}65$. Ca urmare a însumării componentelor j_p şi j_l, gradul de neuniformitate a repartiţiei densităţii de curent sporeşte în comparaţie cu cel corespunzător efectului pelicular din regimul armonic permanent.

5. În imediata vecinătate a momentului apariţiei scurtcircuitului simetric — pentru valori t ce satisfac condiţia $t < T_e$, funcţia (9) se poate aproxima printr-un curent rampă [7]:

$$i(t) = \hat{I} \cdot \gamma(t) \cdot \omega \cdot t, \qquad (65)$$

aproximaţie care, în cazul siguranţelor fuzibile de înaltă tensiune, la care $2 \cdot a \leqslant 1{,}225 \cdot 10^{-3}$ m [10], pentru $t = 0{,}4 \cdot T_e = 1{,}1498 \cdot 10^{-5}$ s conduce la o eroare mai mică de $4{,}6 \cdot 10^{-4}\%$, în calculul [7] densităţii tranzitorii de curent.

Din relaţiile (30÷32) şi (65), se obţine următoarea expresie simplificată [7] a densităţii tranzitorii de curent, determinată în conductorul cilindric de rază a de către scurtcircuitul simetric:

$$j(r, t) = \frac{\omega \cdot \hat{I} \cdot \gamma(t)}{\pi \cdot a^2} \cdot \left\{ \frac{\sigma \cdot \mu}{8} \cdot (2 \cdot r^2 - a^2) + t - T_e \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J^0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right)}{J_0(\eta_k)} \right\} \cdot e^{-\eta_k^2 \cdot \frac{t}{T_e}} \Bigg\}. \qquad (66)$$

B. Cazul scurtcircuitului asimetric

1. Expresiile (47), (48) reprezintă suma dintre componentele j_p, care au aceeaşi lege de variaţie în timp ca şi curentul tranzitoriu ce le-a determinat, şi componentele j_l care se amortizează după o lege exponenţială. După trecerea unui timp relativ scurt:

$$t_k \approx (6 \div 7) \cdot T_e / \eta_k^2, \qquad (67)$$

vafoarea componentelor j_l devine neglijabilă, şi, în consecinţă, distribuţia densităţii de curent din conductor poate fi aproximată cu formula (62). Componenta $j_{1p}(r, t)$ se amortizează practic complet pentru:

$$t > (2 \div 3) \cdot \tau. \qquad (68)$$

2. Din figura 4, rezultă că în momentele imediat ulterioare începutului trecerii curentului $i_1(t)$, în porţiunile centrale ale conductorului densitatea de curent este orientată în sens contrar curentului tranzitoriu ce a determinat-o, iar în porţiunile dinspre periferia conductorului $\left(\text{pentru } \frac{r}{a} > 0{,}6\right)$ este dirijată în sensul curentului, determinînd astfel intensificarea efectului pelicular tranzitoriu. După trecerea unui timp suficient de lung, densitatea tranzitorie de curent $j_1(r, t)$ va fi nulă în toate punctele secţiunii transversale a conductorului.

3. Şi în cazul curentului tranzitoriu $i_2(t)$, influenţa componentei $j_{2l}(r, t)$ se manifestă un timp relativ scurt; după $(t/T_e) > 0{,}4$, repartiţia valorilor instantanee ale densităţii tranzitorii de curent, va coincide practic cu cea corespunzătoare efectului pelicular din regimul armonic permanent (fig. 5.)

4. În momentele imediat următoare apariţiei scurtcircuitului asimetric, intensitatea efectului pelicular tranzitoriu este foarte mare, datorită cumulării componentelor libere j_{1l} şi j_{2l}. Pentru valori ale coordonatei temporale ce satisfac condiţia (61), densitatea tranzitorie de curent va putea fi aproximată cu expresia:

$$j(r, t) \approx j_{1p}(r, t) + j_{2p}(r, t). \qquad (69)$$

5. Din studiile efectuate la punctele A şi B, rezultă că la scurtcircuitul simetric, cît şi la cel asimetric, efectul pelicular tranzitoriu accentuează neuniformitatea distribuţiei densităţii de curent, fapt ce are însemnate implicaţii asupra repartiţiei cîmpului termic [7].

C. Cazul deconectării scurtcircuitelor

1. Expresia densităţii tranzitorii de curent, se deosebeşte numai prin semn de cea a componentei libere, relaţia (35), din cazul scurtcircuitului simetric; acest fenomen este o consecinţă a legii inducţiei electromagnetice.

2. După cum rezultă din diagrama din figura 7, densitatea tranzitorie de curent tinde să se opună scăderii curentului, continuînd să fie orientată în sensul acestuia pentru $(r/a) \leqslant 0{,}65$. De altfel, după cum se observă din diagrama figurii 7, pentru t satisfăcînd condiţia (61), valoarea densităţii tranzitorii de curent devine practic nulă;

3. Deoarece pentru $(r/a) \leqslant 0{,}65$, densitatea tranzitorie de curent are aceeaşi orientare ca şi curentul ce a fost deconectat, iar pentru $(r/a) > 0{,}65$ este orientată în sens opus acestuia, în conductor vor apare curenţi turbionari, a căror intensitate va scădea în timp. O verificare suplimentară a corectitudinii expresiei (59), constă în aceea că după deconectarea la $t = 0$ a scurtcircuitului, intensitatea curentului

total i din conductor trebuie să rezulte ca fiind nulă:

$$i = \int_0^a j(r, t) \cdot 2 \cdot \pi \cdot r \cdot dr = 0. \qquad (70)$$

Se observă că expresia (59) satisface condiția (70), pentru că [9]:

$$\int_0^a r \cdot J_0\left(\eta_k \cdot \frac{r}{a}\right) \cdot dr = \frac{a^2}{\eta_k} \cdot J_1(\eta_k) = 0. \qquad (71)$$

Bibliografie

[1] *Peicov, Al.* Izmenenie raspro stranenia temperaturnovo polea v sploşnih tokoprovodah peremenovo toka, vsledstvie poverhnostnovo cvazistaţionarnovo effekta. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., tom. **22**, nr. 3, 1977, p. 323–332.

[2] *Peicov, Al.* O vlianii cvazistaţionarnovo poverhnostnovo effekta i effekta blizosti, na teplovnih ustanovivişihsea rejimah polih kruglih tokoprovodov peremenovo toka. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., tom. **25**, nr. 4, 1980, p. 515–529.

[3] *Peicov, Al.* Ustanovivşee staţionarnoe pole iz spetialinih ekranirovanih moşcinh tokoprovodov, pri prenebrejenii cvazistaţionarnovo poverhnostnovo effekta i effekta blizosti. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., tom. **27**, nr. 3, 1982, p. 287–297.

[4] *Peicov, Al.* O vlianii neravnomernosti raspredelenia toka, na ustanovivşeesea temperaturnoe pole spetialnih ekranirovanih moşcinih tokoprovodov In: Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., tom. **29**, nr. 3, 1984, p. 329–340.

[5] *Hortopan Gh.* Aparate electrice. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1980, 642 p.

[6] * * * * Stas 3686/5–74. Întreruptoare pentru tensiuni alternative peste 1 kV. Metode de încercări funcţionale în sarcină, 52 p.

[7] *Peicov, Al.* Studiul regimurilor termice staţionare şi tranzitorii în aparatele electrice de medie tensiune. Teză de doctorat, Institutul Politehnic Bucureşti, Facultatea de Electrotehnică, iulie 1979, 190 p.

[8] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1981, 790 p.

[9] *Watson, G.*, Theory of Bessele functions, Cambridge, 1948, 800 p.

[10] Uzinele „Electroputere"-Craiova. Catalog de siguranţe fuzibile de înaltă tensiune, 1969, 36 p.

CZ 621 313.33

MOTOR ASINCRON
PARAMETRI

Determinarea parametrilor interni ai motorului asincron utilizînd datele de catalog

MARIN MIHALACHE * — BUCUREŞTI

Introducere

Dintre motoarele electrice, motorul asincron trifazat şi îndeosebi cel cu rotorul în scurtcircuit, cunoaşte o largă utilizare în acţionările electrice şi aceasta datorită simplităţii constructive a acestuia, respectiv a unei siguranţe deosebite în funcţionare.

Performanţele în exploatare ale motorului sînt prezentate de către firmele constructoare în *datele de catalog*, sub forma unor indicatori specifici referitori fie la regimul nominal al motorului (turaţia nominală — n_N, factorul de putere nominal cos φ_{1N}, randamentul nominal η_N, capacitatea de suprasarcină $m_M = \frac{M_{max}}{M_N}$ etc.), fie la condiţiile de pornire ale acestuia (cuplul de pornire — $m_p = \frac{M_p}{M_N}$, curentul de pornire $i_p = \frac{I_p}{I_N}$ etc.). Aceste performanţe sînt, evident, în concordanţă cu un set de parametri interni ai motorului (reactanţe, rezistenţe) a căror cunoaştere este deosebit de utilă în practică. Identificarea acestora se poate realiza, în general, în următoarele moduri:

a — pe cale experimentală, utilizînd spre exemplu, binecunoscutele încercări în gol şi scurtcircuit;

b — prin calcul, pe baza datelor de proiect ale maşinii;

c — prin calcul, utilizînd datele de catalog ale maşinii.

După cum s-a arătat deja în lucrarea [1], utilizarea unităţilor relative permite stabilirea unor relaţii simple între indicatorii de performanţă ai maşinii (n_N, cosφ_{1N}, η_N, m_M, i_p, m_p) şi parametrii interni ai acestuia, urmînd ca în continuare să se prezinte aspecte noi ale acestei metode de analiză.

2. Parametrii schemei echivalente la regim nominal

În figura 1 s-a reprezentat schema echivalentă în T a maşinii asincrone (fig. 1a), caracterizată de parametrii r_1, x'_σ, r'_2, $x'_{\sigma 2}$, x_μ, r_w, exprimaţi în unităţi relative.

În figura 1b s-a reprezentat diagrama de tensiuni a circuitului statoric (OMNP) şi res-

* Ing. *Mihalache, M.* — Institutul Politehnic — Bucureşti.

Tabelul 1

m_M	1,5	1,75	2	2,25	2,5	2,75	3	3,5	4
x_σ, rel. (6)	0,38	0,314	0,268	0,234	0,209	1,188	0,172	0,146	0,127
x_σ, rel. (7)	0,333	0,286	0,25	0,22	0,2	0,182	0,167	0,143	0,125
ex. %	12,3	8,9	6,7	6	4,3	3,2	2,9	2	1,6

pectiv a circuitului rotoric (ORS); neglijînd componenta activă a curentului i_0, construcţia OAB reprezintă diagrama curenţilor.

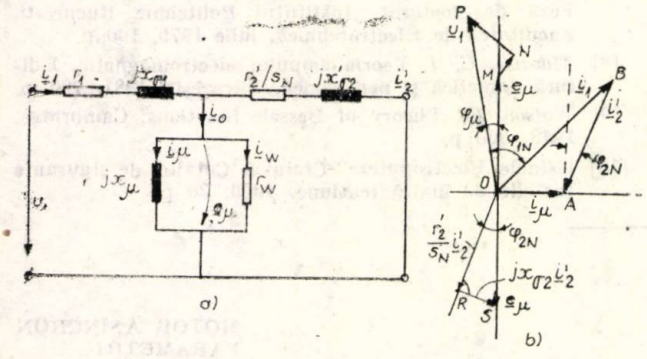


Fig. 1

a. Rezistenţa înfăşurării rotorice r_2';

Notînd $e_\mu = k_e \cdot u$, din triunghiurile ORS şi OAB, se obţine pentru raportul r_2'/s_N, expresia :

$$\frac{r_2'}{s_N} = \frac{k_e \cos\varphi_2 \cos(\varphi_2 + \varphi_\mu)}{\cos\varphi_{1N}} = k_s \leqslant 1, \qquad (1)$$

unde k_e, φ_2 şi φ_μ, se pot determina din figura 1b rezultînd următoarele relaţii :

$$\begin{cases} k_e \cong 1 - (r_1 \cos\varphi_{1N} + x_{\sigma 1} \sin\varphi_{1N}) \\ \operatorname{tg}\varphi_\mu \cong x_{\sigma 1} \cos\varphi_{1N} \\ \operatorname{tg}\varphi_2 = \dfrac{x'_{\sigma 2}}{k_s} = \dfrac{x'_{\sigma 2} \cdot \cos\varphi_{1N}}{k_e \cdot \cos\varphi_2 \cos(\varphi_2 + \varphi_\mu)}. \end{cases} \qquad (2)$$

Observaţie. Pentru maşinile asincrone de construcţie normală factorul k_s rezultă foarte apropiat de 1, încît :

$$r_2' \cong s_N, \qquad (3)$$

ceea ce permite determinarea directă a rezistenţei rotorice, raportată, ca fiind numeric egală cu alunecarea nominală a motorului [2].

b. Reactanţa totală de scăpări x_σ

Alunecarea critică a motorului asincron satisface relaţia :

$$s_M = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2})^2}}. \qquad (4)$$

Înlocuind pe r_2' din (1) şi avînd în vedere că $r_1^2 \ll (x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2})^2$, se obţine, pentru suma celor două reactanţe de scăpări, expresia :

$$x_\sigma = x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2} = k_s \cdot \frac{s_N}{s_M} \cong \frac{s_N}{s_M}. \qquad (5)$$

Raportul s_N/s_M se poate determina din formula lui Kloss, în funcţie de cuplul maxim exprimat în unităţi relative m_M, astfel că :

$$x_\sigma = k_s(m_M - \sqrt{m_M^2 - 1}), \qquad (6)$$

respectiv expresia simplificată :

$$x_\sigma \cong k_s \cdot \frac{1}{2m_M}. \qquad (7)$$

În tabelul 1 s-au calculat, în funcţie de parametrul m_M, valorile reactanţei de scăpări totale x_σ, conform celor două expresii (6) şi (7).

Calculele au fost efectuate pentru $k_s = 1$, în figura 2 fiind reprezentată funcţia $x_\sigma = f(m_M)$ conform relaţiei (6). Expresia simplificată (7) prezintă erori sub 5% pentru $m_M \geqslant 2{,}5$.

c. Rezistenţa înfăşurării statorice, r_1

Pentru evaluarea rezistenţei statorice r_1, se va utiliza expresia cuplului maxim, în unităţi fizice [N·m] :

$$M_M = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_1^2}{\Omega_1 \cdot [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_\sigma^2}]} \cong$$

$$\cong \frac{3U_1^2}{2\Omega_1(R_1 + X_\sigma)}, \qquad (8)$$

sau, în unităţi relative :

$$m_M = \frac{1 - s_N}{2\eta_N \cos\varphi_{1N}} \cdot \frac{1}{r_1 + x_\sigma}, \qquad (9)$$

unde :

$$m_M = \frac{M_M}{M_N} \text{ iar } M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} =$$

$$= \frac{3U_{1N} I_{1N} \eta_N \cos\varphi_{1N}}{(1 - S_N)\,\Omega_1}, \qquad (10)$$

astfel că pentru r_1 se obține expresia :

$$r_1 = \frac{1 - S_N}{2m_M \eta_N \cos \varphi_{1N}} - x_\sigma \cdot \qquad (11)$$

d. Pierderile Joule, nominale, în înfășurări p_{JN}

— pierderile Joule în înfășurarea statorică :

$$p_{J1} = \frac{P_{J1}}{P_N} = \frac{3R_1 I_{1N}^2}{3U_{1N} \cdot I_{1N} \cdot \eta_N \cos \varphi_{1N}} =$$

$$= \frac{r_1}{\eta_N \cdot \cos \varphi_{1N}},$$

— pierderile Joule în înfășurarea rotorică :

$$p_{J2} = \frac{P_{J2}}{P_N} = \frac{3R_2' I_{2N}'^2}{3U_{1N} \, I_{1N} \, \eta_N \cos \varphi_{1N}} =$$

$$= \frac{3R_2' I_{1N}^2 \cos \varphi_{1N}}{3U_{1N} I_{1N} \eta_N \cos^2(\varphi_{2N} - \varphi_\mu)} \cong \frac{r_2' k_e}{\eta_N \cdot k_s},$$

— pierderile totale în înfășurări :

$$p_{JN} = p_{J1} + p_{J2} = \frac{r_1}{\eta_N \cos \varphi_{1N}} + \frac{r_2' k_e}{\eta_N \cdot k_s} \cdot \qquad (12)$$

e. Pierderile de mers în gol nominale, p_{ON}

Din expresia randamentului :

$$\eta_N = \frac{P_N}{P_N + P_{JN} + P_{ON}} = \frac{1}{1 + p_{JN} + p_{ON}},$$

unde p_{ON} reprezintă suma pierderilor mecanice și în fier, în unități relative ($p_{ON} = p_{ON}/P_N$), calculabilă cu relația :

$$p_{ON} = \frac{1}{\eta_N} - (1 + p_{JN}) \cdot \qquad (13)$$

f. Parametrii x_μ *și* r_w.

Reactanța de magnetizare x_μ satisface următoarea relație :

$$x_\mu = \frac{e_\mu}{i_\mu} \cong \frac{k_e}{\sin \varphi_{1N} - \cos \varphi_{1N} \operatorname{tg}(\varphi_2 + \varphi_\mu)} \cdot \qquad (14)$$

Deoarece $\operatorname{tg}(\varphi_2 + \varphi_\mu) \cong \operatorname{tg} \varphi_2 + \operatorname{tg} \varphi_\mu$ și considerînd în relațiile (2) $k_s = 1$, $x_{\sigma 1} = x_{\sigma 2}' = \frac{x_\sigma}{2}$, se obține pentru x_μ următoarea relație de calcul :

$$x_\mu = \frac{k_e}{\sin \varphi_{1N} - \frac{x_\sigma}{2}(1 + \cos \varphi_{1N}) \cos \varphi_{1N}} \cdot \qquad (15)$$

Pierderilor de mers în gol, p_{ON} le corespunde în schema echivalentă din figura 1a parametrul r_w, pentru care rezultă următoarea expresie de calcul :

$$r_w = \frac{k_e^2}{p_0 \cdot \eta_N \cdot \cos \varphi_{1N}} \cdot \qquad (16)$$

g. Parametrii de mers în gol, i_{ON} *și* $\cos \varphi_{ON}$

Cunoscînd parametrii x_μ și r_w se poate determina curentul i_{ON} în unități relative :

$$i_{ON} = \sqrt{i_\mu^2 + i_w^2} = k_e \frac{\sqrt{x_\mu^2 + r_w^2}}{x_\mu r_w} \cong \frac{k_e}{x_\mu} \qquad (17)$$

și, respectiv, factorul de putere nominal la mersul în gol :

$$\cos \varphi_{ON} = \frac{p_0 \cdot \eta_N \cdot \cos \varphi_{1N}}{i_{ON}} \cdot \qquad (18)$$

Observație. Conform rezultatelor de mai sus, relațiile de calcul al parametrilor de regim nominal ai motorului asincron conțin și factorii k_e și k_s, care complică oarecum metoda de calcul. Privitor la modul de tratare a acestor coeficienți sînt două aspecte :

a — într-o analiză simplificată, se poate considera $k_e = k_s = 1$, rezultatele obținute fiind mai exacte pentru mașinile cu puteri nominale mai mari de 10—15 kW ;

b — pentru o analiză completă, factorii k_e și k_s se pot determina printr-o procedură iterativă, destul de rapid convergentă.

3. Parametrii schemei echivalente la pornire

În momentul pornirii, fenomenul de refulare și de saturație magnetică modifică substanțial parametrii nominali determinați anterior. Astfel, rezistența rotorică la pornire va fi majorată cu factorul $k_r (r_{2p}' = k_r r_2', \; k_r \geq 1)$, în timp ce reactanța totală de scăpări ($x_{\sigma p} = x_{\sigma 1 p}' + x_{\sigma 2 p}'$) va fi diminuată cu factorul $k_x \; (x_{\sigma p} = k_x \cdot x_\sigma \, , \; k_x \leq 1)$. Se obțin în continuare valorile coeficienților k_r și k_x utilizînd expresiile cuplului și curentului de pornire (m_p, i_p) în unități relative :

$$m_p = \frac{r_{2p}'}{(r_1 + r_{2p}')^2 + x_{\sigma p}^2} \qquad (19)$$

și :

$$i_p = \frac{1}{\sqrt{(r_1 + r_{2p}')^2 + x_{\sigma p}^2}} \cdot \qquad (20)$$

Din cele două relații de mai sus se obține direct valoarea rezistenței rotorice la pornire, în funcție de m_p și i_p :

$$r'_{2p} = \frac{m_p}{i_p^2} \tag{21}$$

și, respectiv, cu $r'_{2p} = k_r \cdot r'_2$ și $r'_2 = k_s \cdot S_N$, a factorului k_r :

$$k_r = \frac{m_p}{k_s \cdot s_N \cdot i_p^2}. \tag{22}$$

În mod similar, din expresia (20) se obține valoarea reactanței totale de scăpări la pornire ($x_{\sigma p}$) și respectiv a factorului k_x :

$$x_{\sigma p} = \frac{\sqrt{1-[i_p(r_1+r'_{2p})]^2}}{i_p}, \quad k_x = \frac{x_{\sigma p}}{x_\sigma}. \tag{23}$$

În sfîrșit, se poate calcula factorul de putere la pornire :

$$\cos \varphi_{1p} = \frac{r_1+r'_{2p}}{\sqrt{(r_1+r_{2p})^2+x_{\sigma p}^2}} = (r_1+r'_{2p}) \cdot i_p. \tag{24}$$

5. Concluzii

Indicatorii de performanță ai motorului asincron (n_N, $\cos \varphi_{1N}$, η_N, m_M, m_p, i_p) pot constitui sursa de obținere a numeroase informații privind structura internă a mașinii (ca, spre exemplu, cele indicate în tabelul 2), pentru obținerea cărora sînt necesare, în mod obișnuit, date de proiectare destul de detaliate. Exemplul de calcul, ale cărui rezultate sînt prezentate în tabelul 2, ilustrează, cu suficientă precizie, pentru întreaga gamă de parametri, corespondența dintre valorile parametrilor obținuți din datele de proiectare, respectiv din datele de catalog (nominale) ale mașinii.

Rezultatele obținute, pot constitui, în perspectivă, sursa a două tipuri de aplicații :

a) analiza performanțelor de exploatare a motoarelor asincrone, eventual și în alte regimuri și condiții de funcționare, caracteristice acționărilor electrice;

b) inițierea unei „proiectări parametrice", a motorului asincron, ai cărui parametri, determinați inițial pe baza performanțelor funcționale impuse, să constituie, încă din start, unul din obiectivele dimensionării mașinii.

Tabelul 2

Metoda \ Parametrul		r'_2	x_σ	r_1	p_{jN}	p_{ON}	x_μ	r_w	$\cos \varphi_{ON}$	i_{ON}	K_r	K_x	$\cos \varphi_{1P}$
1	Date proiect	0,0164	0,211	0,0216	0,044	0,039	4,38	28,5	0,14	0,22	1,89	0,78	0,32
2	Date catalog												
	a) $k_e = 1, k_s = 1$	0,016	0,209	0,0235	0,045	0,042	4,82	28,1	0,17	0,21	2,08	0,75	0,34
	b) $k_e = 0,94$ $k_s = 0,99$	0,0161	0,21	0,0225	0,046	0,041	4,53	25,5	0,17	0,202	2,07	0,74	0,33

4. Aplicații numerice

Se va considera un motor asincron, cu rotor în scurtcircuit (bare înalte) cu următoarele date [3] : $P_N = 500$ kW, $U_{1N} = 6\,000$ V (conexiunea stea) $f_{1N} = 50$ Hz, $n_{1N} = 1\,476$ r.p.m., $\eta_N = 0,92$, $\cos \varphi_{1N} = 0,92$, $m_M = 2,5$, $m_p = 1,2$, $i_p = 6$.

În tabelul 2 se prezintă valorile parametrilor interni ai motorului, obținute prin două procedee de bază : pornind de la datele de proiect ale mașinii, conform [3] și respectiv utilizînd relațiile prezentate în lucrarea de față, pe baza datelor de catalog.

Bibliografie

[1] *Mihalache, M.* Evaluarea parametrilor schemei echivalente a motorului asincron. Volum COMEP'85, p. 69-76.

[2] *Jian, T. H., Nowotny, D. W.* Characteristic induction motor slip values for variable voltage. I.E.E. Trans. PAS—102, no. 1, 1983, p. 38—46.

[3] *Cioc, I., Bichir, N., Cristea, N.* Mașini electrice. Îndrumar de proiectare, vol. 2. Editura „Scrisul Românesc", Craiova, 1981.

[4] *Saal, C., Szabo, W.* Sistem de acționare electrică. Determinarea parametrilor de funcționare. Editura tehnică, București, 1981.

CZ 621.3.032.25 :512.831

Curenți turbionari în ecranele barelor monofazate

G. HORTOPAN* — BUCUREȘTI

Folosirea ecranelor la construcția barelor electrice, cu izolație în aer, care face conexiunea între generator și transformator, ca și în construcția instalațiilor capsulate izolate cu hexafluorură de sulf (SF_6) este larg răspîndită în tehnica echipamentului electric [1, 2]. Există motivări de siguranță, în exploatarea și protecția împotriva accidentelor de electrocutare, în favoarea utilizării acestei tehnici [3].

În cadrul lucrării de față autorul propune două metode de calcul, în vederea stabilirii puterii dezvoltate de curenții turbionari în ecranele barelor monofazate excitate din interior, de curent alternativ.

Deși studii pe această temă au fost inițiate de lucrările lui Dwight [4] și de alți cercetători [5, 6], teoria cîmpului electromagnetic, asociată cu metode numerice, oferă noi posibilități de investigare. În final, determinarea puterii dezvoltate în ecran servește la stabilirea regimului termic al sistemului capsulat, cu observația că există și alte surse de căldură în sistemul capsulat.

1. Structura generală a sistemului

În figura 1 este prezentată o secțiune transversală într-o bară ecranată monofazat. Se observă că sistemul prezintă simetrie axială. Bara *1* este parcursă de curent alternativ sinusoidal. Ecranul *2* se află în cîmpul magnetic

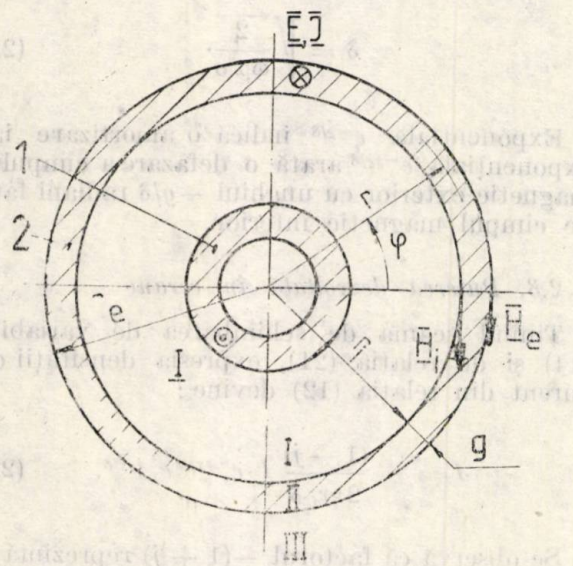


Fig. 1. *1* — conductorul central (bara); *2* — ecranul.

variabil al curentului care parcurge bara *1* și deci este sediul curenților turbionari. Curenții turbionari dezvoltați în ecran nu exercită nici o reacție în mediul I, adică în interiorul volumului definit de raza interioară r_i.

Starea electromagnetică în peretele ecranului (mediul II) este descrisă de ecuația lui Helmholtz [7, 8]:

$$\Delta \underline{\mathbf{E}} = k^2 \underline{\mathbf{E}}, \tag{1}$$

unde vectorul $\bar{E}$ reprezintă cîmpul electric, iar :

$$k^2 = j\omega\mu\sigma; \quad k = \sqrt{j\omega\mu\sigma}. \tag{2}$$

Se observă că orientarea cîmpului electric $\underline{\mathbf{E}}$ și a densității de curent $\bar{\mathbf{J}}$ este bine stabilită și anume pentru orice valoare a unghiului φ cuprinsă între 0 și 2π, cîmpul electric și densitatea de curent sînt orientate după direcția z, adică perpendicular pe planul hîrtiei.

Din această cauză ecuația lui Helmholtz, scrisă în coordonate cilindrice, cu simboluri de fazori în loc de vectori, ia forma :

$$\frac{d^2\underline{E}}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\underline{E}}{dr} = k^2 \underline{E}. \tag{3}$$

2. Rezolvarea cu ajutorul funcției exponențiale

Geometria barei ecranate oferă o rezolvare simplificată și intuitivă.

2.1. Cîmpul electric și densitatea de curent

Dacă este îndeplinită condiția ca $g \ll r_i$, în ecuația (3), în termenul al doilea se admite că $r \approx r_i$ [7] și se obține :

$$\frac{d^2\underline{E}}{dr^2} + \frac{1}{r_i} \cdot \frac{d\underline{E}}{dr} = k^2 \underline{E}, \tag{4}$$

iar dacă $1/4r_i^2 \ll \omega\mu\sigma$ soluția ecuației diferențiale (4) este de forma :

$$\underline{E} = Ae^{kr} + Be^{-kr}. \tag{5}$$

În soluția (5) se vede că $A = 0$ pentru că la $r \to \infty$ cîmpul electric și densitatea de curent nu pot fi infinite. Rămîne deci soluția :

$$\underline{E} = Be^{-kr}. \tag{6}$$

* Prof. dr. doc. ing. *Hortopan, G.* — Institutul Politehnic — București.

Ecuația lui Maxwell, care descrie legea inducției electromagnetice în regim armonic, se scrie sub forma :

$$\text{rot}\,\underline{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\underline{\mathbf{H}}, \tag{7}$$

iar rotorul în coordonate cilindrice are expresia :

$$(\text{rot}\,\underline{\mathbf{E}})_\varphi = -\frac{\partial \underline{E}_z}{\partial r}. \tag{8}$$

Se observă că vectorii $\overline{\mathbf{H}}$ și $\overline{\mathbf{E}}$ au orientare precizată ($\overline{\mathbf{H}}$ are numai componenta tangențială, iar $\overline{\mathbf{E}}$ este dirijat după axa z) și că, în același timp, sînt și fazori. Din acest motiv se poate trece la scrierea fazorială. Din relațiile (6), (7) și (8) rezultă :

$$-k\,Be^{-kr} = j\omega\mu\underline{H}. \tag{9}$$

Pentru $r = r_i$, $\underline{H} = \underline{H}_i = \underline{I}/2\pi r_i$. Rezultă constanta :

$$B = -\frac{j\omega\mu}{ke^{-kr_i}} \cdot \frac{\underline{I}}{2\pi r_i}, \tag{10}$$

expresia cîmpului electric :

$$\underline{E} = -\frac{j\omega\mu\underline{I}}{k2\pi r_i} e^{-k(r-r_i)} \tag{11}$$

și a densității de curent :

$$\underline{J} = \sigma\underline{E} = -\frac{k\underline{I}}{2\pi r_i} e^{-k(r-r_i)}. \tag{12}$$

2.2. Factorul de ecranare a cîmpului magnetic

Cîmpul magnetic $\underline{\mathbf{H}}_e$ în exteriorul ecranului (mediul III) apare atenuat și defazat față de cîmpul magnetic $\mathbf{H}_i$ din interiorul ecranului (mediul I).

Expresia cîmpului magnetic din peretele ecranului se obține din relațiile (9) și (10) :

$$\underline{H} = \frac{\underline{I}}{2\pi r_i} e^{-k(r-r_i)}. \tag{13}$$

Exponențiala $e^{-k(r-r_i)}$ poate fi scrisă în funcție de grosimea g a paretelui ecranului. Cu notația :

$$r = r_i + gx; \quad 0 \leqslant x \leqslant 1; \tag{14}$$

rezultă, pentru cîmpul electric și cîmpul magnetic, expresiile :

$$\underline{J} = -\frac{k}{2\pi r_i}\underline{I}e^{-kgx}, \tag{15}$$

$$\underline{H} = \frac{\underline{I}}{2\pi r_i} e^{-kgx}. \tag{16}$$

Pentru $r = r_i$; $(x = 0)$:

$$\underline{H}_i = \frac{\underline{I}}{2\pi r_i}, \tag{17}$$

iar pentru $r = r_i + g$; $(x = 1)$:

$$\underline{H}e = \frac{\underline{I}}{2\pi r_i} e^{-kg}. \tag{18}$$

Factorul de ecranare $\underline{F}_e$ al cîmpului magnetic are expresia :

$$\underline{F}_e = \frac{\underline{H}_e}{\underline{H}_i} = e^{-kg} = e^{-\frac{g}{\delta}} e^{-j\frac{g}{\delta}}. \tag{19}$$

avînd în vedere relația de dependență :

$$k = \frac{1+j}{\delta}, \tag{20}$$

unde adîncimea de pătrundere are expresia cunoscută :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}. \tag{21}$$

Exponențiala $e^{-g/\delta}$ indică o amortizare iar exponențiala $e^{-jg/\delta}$ arată o defazare a cîmpului magnetic exterior cu unghiul $-g/\delta$ radiani față de cîmpul magnetic interior.

2.3. Puterea dezvoltată în ecrane

Ținînd seama de schimbarea de variabilă (14) și de relația (21), expresia densității de curent din relația (12) devine :

$$\underline{J} = -\frac{(1+j)}{2\pi r_i\,\delta}\underline{I} \cdot e^{-gx/\delta} e^{-jgx/\delta}. \tag{22}$$

Se observă că factorul $-(1+j)$ reprezintă o relație de fază [8] și anume un defazaj de $-3\pi/4$, iar factorul $e^{-jgx/\delta}$ o altă relație de fază. Calitativ, fazorii $\underline{J}$ și $\underline{I}$ se prezintă ca în figura 2. Se observă tendința ca $\underline{J}$ să fie în opoziție

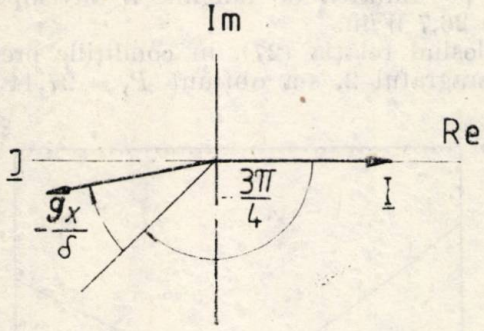


Fig. 2. Relații de fază între I și J.

de fază cu $\underline{I}$. Se constată că modulul expresiei complexe $(1+j)$ este $\sqrt{2}$. Se poate scrie acum expresia valorii efective a densității de curent J_{ef} din anvelopă, în funcție de valoarea efectivă a curentului de excitație din anvelopă:

$$J_{ef} = \frac{\sqrt{2}\, I_{ef}}{2\pi r_i\, \delta}\, e^{-gx/\delta}. \tag{23}$$

Puterea dezvoltată în volumul V de lungime-unitate se obține, integrînd puterea ρJ^2 dezvoltată și unitatea de volum:

$$P_1 = \int_V \rho J_{ef}^2\, dV, \tag{24}$$

unde volumul elementar are expresia:

$$dV = 2\pi r \cdot \mathrm{d}r \cdot 1 = 2\pi(r_i + gx)g \cdot dx \cdot 1. \tag{25}$$

Astfel, relația (24) devine:

$$P_1 = \frac{\rho I_{ef}^2\, g}{\pi r_i^2\, \delta^2} \int_0^1 e^{-2gx/\delta}\, (r_i + gx)\, dx. \tag{26}$$

După efectuarea calculelor se obține:

$$P_1 = \frac{\rho I_{ef}^2}{2\pi r_1^2} \cdot \frac{g}{\delta} \left[\frac{r_i}{g} + \frac{\delta}{2g} - \left(1 + \frac{r_i}{g} + \frac{\delta}{2g}\right) e^{-2g/\delta} \right] \frac{W}{m}. \tag{27}$$

3. Rezolvare cu ajutorul funcțiilor cilindrice

Ecuația (3) este o funcție cilindrică care poate fi adusă ca soluție la forma funcțiilor Kelvin prin schimbări de variabilă. Se notează:

$$k^2 = j\omega\mu\sigma = jp, \qquad k = \sqrt{j} \cdot \sqrt{p}, \tag{28}$$

se face schimbarea de variabilă:

$$z = p \cdot r; \quad dz = \sqrt{p} \cdot dr \tag{29}$$

și ecuația (3) devine:

$$\frac{d^2\underline{E}}{dz^2} + \frac{1}{z} \cdot \frac{d\underline{E}}{dz} - j\underline{E} = 0. \tag{30}$$

Cu schimbarea de variabilă:

$$u = \sqrt{j}\, z; \quad du = \sqrt{j}\, dz, \tag{31}$$

se obține ecuația:

$$\frac{d^2\underline{E}}{du^2} + \frac{1}{u} \cdot \frac{d\underline{E}}{du} - \underline{E} = 0. \tag{32}$$

Soluția acestei funcții cilindrice este o sumă de două funcții Bessel modificate (de speța I și de speța II și ordin zero):

$$\underline{E} = C_1 I_0(u) + C_2 K_0(u), \tag{33}$$

sau:

$$\underline{E} = C_1 I_0(\sqrt{j}\, z) + C_2 K_0(\sqrt{j}\, z).$$

Soluțiile de tip Kelvin sînt:

$$\underline{E} = C_1(ber\, z + j\, bei\, z) + C_2(ker\, z + j\, kei\, z). \tag{34}$$

Soluția $C_1\ (ber\, z + j\, bei\, z)$ se elimină pentru că tinde către infinit, dacă argumentul tinde către infinit, ceea ce pentru $\underline{E}$ și $\underline{J}$ nu convine din punct de vedere fizic. Utilizînd relații de dependență între funcțiile *ker*, *kei* și *her*, *hei* se obține [9, 10]:

$$\underline{E} = C_2 \left(-\frac{\pi}{2} hei\, z + j \frac{\pi}{2} her\, z \right). \tag{35}$$

Se observă că z este argument real și că este îndeplinită condiția ca $z \gg 1$ și $z \gg \nu^2$, astfel încît funcțiile *her z* și *hei z* au valorile asimtotice:

$$her\, z \simeq -\sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot z^{-1/2} e^{-z/\sqrt{2}} \sin\left(\frac{z}{\sqrt{2}} + \frac{\pi}{8}\right), \tag{36}$$

$$hei\, z = -\sqrt{\frac{2}{\pi}}\, z^{-1/2} e^{-z/\sqrt{2}} \cos\left(\frac{z}{\sqrt{2}} + \frac{\pi}{8}\right). \tag{37}$$

Folosind relațiile (7) și (8) în scriere fazorială (direcția vectorilor fiind cunoscută) se obține:

$$\frac{d\underline{E}}{dr} = j\omega\mu\underline{H}. \tag{38}$$

Se transcrie această relație cu expresia lui $\underline{E}$ din relația (35) și rezultă :

$$C_2\left(-\frac{\pi}{2}hei'z + j\frac{\pi}{2}her'z\right)\sqrt{\omega\mu\sigma} = j\omega\mu\underline{H}. \quad (39)$$

La frontieră $r = r_i$, $\underline{H} = \underline{H}_i = \underline{I}/2\pi r_i$ și determină expresia constantei :

$$C_2 = \frac{2}{\pi\sqrt{\omega\mu\sigma}} \cdot \frac{j\omega\mu\underline{H}_i}{-hei'(\sqrt{p}\cdot r_i) + jher'(\sqrt{p}\cdot r_i)}, \quad (40)$$

iar, în final, expresia cîmpului electric :

$$\underline{E} = \frac{\omega\mu}{\sqrt{p}} \cdot \frac{\underline{I}}{2\pi r_i} \cdot \frac{-j\,hei\,(\sqrt{p}\cdot r) - her(\sqrt{p}\cdot r)}{-hei'(\sqrt{p}\cdot r_i) + j\,her'(\sqrt{p}\cdot r_i)} \quad (41)$$

și a densității de curent în anvelopă ($\underline{J} = \sigma\underline{E}$) :

$$\underline{J} = \frac{\sqrt{p}\,\underline{I}}{2\pi r_i} \cdot \frac{-j\,hei\,(\sqrt{p}\cdot r) - her\,(\sqrt{p}\cdot r)}{-hei'\,(\sqrt{p}\cdot r_i) + j\,her'\,(\sqrt{p}\cdot r_i)}. \quad (42)$$

Derivatele funcțiilor $her\,z$ și $hei\,z$ se obțin din relațiile (36) și (37) :

$$her'z = -\sqrt{\frac{2}{\pi}}\,e^{-z/\sqrt{2}}\left[\left(-\frac{z^{-3/2}}{2} - \frac{z^{-1/2}}{\sqrt{2}}\right)\cdot\right.$$
$$\left.\cdot\sin\left(\frac{z}{\sqrt{2}} + \frac{\pi}{8}\right) + \frac{z^{1/2}}{\sqrt{2}}\cos\left(\frac{z}{\sqrt{2}} + \frac{\pi}{8}\right)\right], \quad (43)$$

$$hei'z = -\sqrt{\frac{2}{\pi}}\,e^{-z/\sqrt{2}}\left[\left(-\frac{z^{-3/2}}{2} - \frac{z^{-1/2}}{\sqrt{2}}\right)\cdot\right.$$
$$\left.\cdot\cos\left(\frac{z}{\sqrt{2}} + \frac{\pi}{8}\right) - \frac{z^{1/2}}{\sqrt{2}}\sin\left(\frac{z}{\sqrt{2}} + \frac{\pi}{8}\right)\right]. \quad (44)$$

Puterea dezvoltată în anvelopă se calculează cu relația (24) care devine :

$$P_1 = 2\pi\rho\int_{r_i}^{r_e} J^2(r)\cdot r\cdot dr. \quad (45)$$

Se trece la rezolvare numerică cu relația :

$$P_1 = 2\pi\rho\sum_{i=1}^{100} J_i^2\, r_i\, \Delta r. \quad (46)$$

4. Aplicație numerică și concluzii

Cu datele :

$I = 8\,000$ A, curentul din bara centrală ;

$\rho = 3{,}448\cdot10^{-8}$ m, rezistivitatea aluminiului (anvelopă) ;

$r_i = 0{,}355$ m ;

$r_e = r_i + g = 0{,}358$ m ;

s-au obținut, prin metoda numerică oferită de relația (46), diagramele densității de curent și a puterii disipate din figura 3. Puterea dezvoltată pe unitatea de lungime a anvelopei este $P_1 = 26{,}7$ W/m.

Folosind relația (27), în condițiile precizate la paragraful 2, s-a obținut $P_1 = 27{,}44$ W/m.

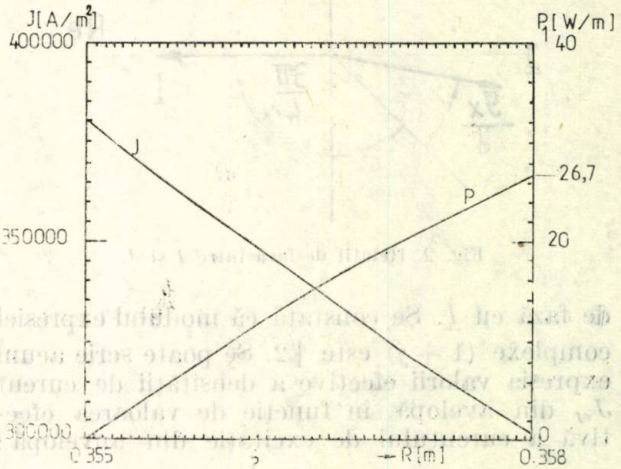


Fig. 3. Densitatea de curent I și puterea P_1 dezvoltată în peretele ecranului.

Prin compararea rezultatelor oferite de relațiile (27) și (46) se poate concluziona că metoda de rezolvare analitică, cu folosirea funcțiilor exponențiale, conduce la rezultate bune și foarte apropiate de rezultatele oferite de soluțiile de tip Bessel și rezolvare numerică.

Este necesar de observat că efectul termic al curenților turbionari, cu excitație din bara centrală, nu constitue singura sursă de căldură în anvelopă. Efect termic produc și curenții de circulație în ecrane, ca urmare a modului de tratare a extremităților de ecran. De asemenea, o oarecare influență o prezintă curenții turbionari dezvoltați în ecranul care se află în cîmpul magnetic variabil al fazelor învecinate.

Bibliografie

[1] *Albright, R. H.* ș.a. Isolated Phase Metal — Enclosed Conductors for Large Electric Generators. In : AIEE Transactions PAS, 1963, p. 1 067—1 072.

[2] *Heyda, P. G.* ș.a. Computation of Eddy-current Losses in Cable Sheaths and Busbar Enclosures. In : Proc. IEEE Nr. 4, 1973, p. 147—152.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ediția a patra. Editura Didactică și Pedagogică, București 1964.

[4] *Dwight, H. B.* Proximity effect in wires and tubes. In : AIEE Transactions, 1923, p. 850.

[5] *Jain, M. P., Ray, I.M.* Proximity effects in cylindrical bus enclosures. In : IEEE—PAS, **92**, Nr. 4., 1973, p. 1 174—1 179.

[6] *Conangla, A.* Heat losses in isolated bus enclosures : In : IEEE—PAS, June 1963, p. 308—318.

[7] *Kaden, H.* Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik. 2 Anflage. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1959.

[8] *Küpfmüller, K.* Enführung in die theoretische Elektrotechnik 8. Aflage. Springer Verlag, Berlin 1961.

[9] *MeLachlan, N.W.* Bessel functions fer engineers. Oxford University Press London 1941.

[10] *Jahnke, Emde, Lösch.* Tafeln höherer Functionen. Tauber Verlag Stuttgart, 1960.

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate : text și figuri. Întreg materialul se trimite la redacție în două exemplare (original și în copie carbon sau xerox).

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare, acestea urmînd drumuri diferite în tipografie, se vor scrie pe pagini separate.

● *Titlul, numele autorilor, adresa autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

● *Textul de bază, maxim 15 pagini dactilografiate la două rînduri pe o singură față a colii (format A).*

● *Locul figurilor în text se marchează pe marginea din stînga a foii, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea : cod de clasificare zecimală (stînga-sus) ; cuvinte-cheie (dreapta sus) ; titlul articolului ; prenumele și numele autorului (autorilor) ; Introducere ; 1. Capitol ; 2. Capitol ..., n. Concluzii ; Anexe, Bibliografie.*

● *Bibliografia — pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotarea în ordinea referirii în text, astfel* [1] *Petrescu, A. ș.a. Microcalculatorul Felix M18, M18B (vol. 1 și 2). București, Editura Tehnică, 1984.*
[2] *Hortopan, G. Aparate electrice. București ; Editura Didactică și pedagogică, 1984.*
[3] *Alfred, B. Calculation and design of electromechanical devices. In : Philips Technical Revue, vol. 39, nr. 3/4, 1980, p. 112.*

● *Legendele figurilor — pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri. Figurile lucrărilor, în număr de maximum 10, la număr maxim de pagini text, se desenează și se scriu în tuș pe calc, cu respectarea STAS în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la efectuarea desenelor care nu trebuie să depășească formatul A ; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri, care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării trebuie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător cu coeficientul de reducere de 0,4). putînd fi prelucrate în redacție sau tipografie.*

● *Tabelele se vor efectua tot pe pagini separate.*

* * *

Autorii sînt rugați să acorde o mare atenție clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun, oricum, probleme cititorului, astfel că este de datoria lor să nu solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie, confuze etc.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

E 2040/1

R 1987 MAR 12

Elektrotechnika

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 34 • NR. 7 • OCTOMBRIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 7 octombrie 1986

CUPRINS

CZ 621.3.032.25
CURENŢI TURBIONARI
SISTEM TRIFAZAT CAPSULAT
Hortopan, G. : **Curenţi turbionari în ecranul unui sistem trifazat capsulat.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 267
Se expune o metodă de calcul mixtă analitică-numerică pentru determinarea curenţilor turbionari şi a pierderilor în ecranul comun al unui sistem de bare trifazat izolat cu gaz. Metoda de calcul este utilizată la evaluarea pierderilor de putere pentru intensitatea curentului de 2 000 A şi tensiunea nominală de 123 kV în variantele oţel şi aluminiu. Varianta oţel este tratată pentru 12 combinaţii de permeabilităţi relative şi rezistivităţi de material. Combinaţia cu rezistivitate şi permeabilitate relativă maximă oferă pierderi minime.

CZ 621.313
ECHILIBRARE DINAMICĂ
ELECTROTEHNOLOGII
LASER
Dumitru, I. : **Unele aspecte privind influenţa dezechilibrului dinamic în construcţia micromaşinilor de mare turaţie.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 274
Dezechilibrul dinamic admis influenţează în mod decisiv performanţele micromotoarelor de mare turaţie (MMMT). Autorul propune elaborarea documentaţiei de execuţie a micromotoarelor de mare turaţie avîndu-se în vedere măsuri pentru încadrarea în valoarea dezechilibrului dinamic rezidual admis (1 ÷ 2 g. mm). Pentru asigurarea calităţii şi productivităţii muncii la fabricaţia micromotoarelor de mare turaţie se propune un echipament modern de echilibrare, care utilizează electrotehnologii bazate pe aplicaţii ale laserului.

CZ 621.317.784 :651.926
WATTMETRU TERMOBIMETALIC
TRADUCTOR HALL DE UNGHI
Heler, A. : **Posibilitatea realizării unui wattmetru termobimetalic cu traductor Hall de unghi.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 283
Lucrarea prezintă un wattmetru termobimetalic, ca noutate efectuată de autor pentru tehnica măsurării puterii active în circuite monofazate de c.a. ; se menţionează avantajele şi dezavantajele acestuia, dîndu-se rezultatele experimentale obţinute cu traductorul Hall de unghi, realizat de autor.

CZ 658.56 :621.3.015.5
FACTORI DE SOLICITARE
GRADIENT DE STRĂPUNGERE
CICLURI TERMICE
Ghiţă, T. ş.a. : **Încercări de fiabilitate pentru cablurile de energie.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 286
Sînt expuse încercările de fiabilitate, practicate în mod curent, în vederea determinării indicatorilor de fiabilitate pe cale experimentală.

CZ 621.313.2 :621.34 :648.2
OPTIMIZARE
MAŞINI DE SPĂLAT RUFE
Miron, D. : **Contribuţii privind optimizarea funcţionării maşinilor de spălat rufe.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 293
Se analizează detaliat factorii care influenţează parametrii funcţionali ai maşinii de spălat rufe şi se stabileşte o metodă de evaluare a performanţelor maşinii cu ajutorul coeficientului complex. Pe această bază autorul a elaborat o ciclogramă care conduce la optimizarea funcţionării maşinii automate de spălat rufe tip „AUTOMATIC" din fabricaţia I. M. Cugir şi a precizat direcţiile în care trebuie să acţioneze constructorii de maşini automate de spălat rufe pentru realizarea unor noi tipuri de astfel de maşini, cu performanţe ridicate.

CZ 621.313 :536.53
MAŞINI ELECTRICE
TERMOMETRU ELECTRONIC
Bîrcă-Gălăţeanu, Ş., Iliescu, R. : **Măsurarea temperaturii înfăşurării unei maşini electrice în timpul funcţionării.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 299
Pentru măsurarea temperaturii înfăşurării de excitaţie a unui motor sau generator electric se măsoară rezistenţa electrică a înfăşurării şi se calculează temperatura cu relaţia aproximativă standard. Lucrarea prezintă un termometru electronic pentru măsurarea temperaturii înfăşurărilor, în timpul funcţionării (fără deconectări).

CZ 621.313.13
GIROMETRU
METODE DE TESTARE
Racicovski, V., Hogea, Fl. : **Parametrii girometrului aservit. Metode de testare.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986., p. 303
Girometrul aservit este un sistem electromecanic care înglobează mai multe maşini electrice speciale şi prezintă o serie de particularităţi care conduc la o metodologie şi la un echipament de testare specifice.

CZ 621.82 : 629.11
SISTEME GIROSCOPICE
LAGĂRE CU GAZE
MĂŞTI PENTRU LAGĂRE
TEHNOLOGII LAGĂRE
Postelnicu, V. : **Tendinţe în domeniul aplicaţiilor lagărelor lubrifiate cu gaze în construcţia aparaturii giroscopice.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 307
Giromotorul electric capătă aplicaţii din ce în ce mai variate în diferite sisteme de stabilizare, lagărul constituind unul din elementele esenţiale ale construcţiei. Lucrarea îşi propune să prezinte, stadiul şi perspectivele utilizării lagărelor lubrifiante cu gaze în construcţia giroscoapelor, avantajele şi dezavantajele diverselor soluţii constructive de lăgăruire a giroscoapelor. În ultima parte a lucrării se analizează unele probleme tehnologice şi constructive cu care autorul s-a confruntat pe parcursul execuţiei unor lagăre autoportante pentru un giromotor, precizia şi performanţele lagărelor autoportante plane, cu canale, spirale, astfel obţinute.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.032.25

ВИХРЕВОЙ ПОТОК
ТРЁХФАЗНАЯ СИСТЕМА ПОЛНОСТЬЮ ЗАКРЫТАЯ

Хортопан, Г.: **Вихревой поток при экране трёхфазной полностью закрытой системе.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 267

Представляется соединённый аналитическо-цифровой метод исчисления для определения вихревого потока и потерей при совместном экране трёхфазной стержневой системы изолированной с газом. Этот метод исчисления употребляется при определении потерей мощности для величины тока 2000 А и номинального напряжения 123 кВ в случае варианта стали и алюминия. Вариант со стали обрабатывается для 12-и соединений относительной магнитной проницаемости и удельного сопротивления материала. Соединение с удельным сопротивлением и максимальной относительной магнитной проницаемостью представляет минимальные потери.

УДК 621.1313

ДИНАМИЧЕСКОЕ ВЫРАВНИВАНИЕ
ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ
ЛАЗЕР

Думитру, И.: **Некоторые аспекты относительно влияния динамического разбаланса на конструкции быстроходных микромашин.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 274

Допускаемый динамический разбаланс влияет решительно на достижения быстроходных микродвигателей. Автор предлогает разработку документации изготовления быстроходных микродвигателей с учётом мероприятий, предназначенных для ограничения в рамке значения допускаемого остаточного динамического разбаланса (1—2 г. мм.).
Для обеспечения качества и производительности труда при производстве быстроходных микродвигателей предлогают новое оборудование выравнивания, использующее электротехнологии, основанные на применениях лазера.

УДК 621.317.784: 651.926

ТЕПЛОДВУМЕТАЛЛИЧЕСКИЙ ВАТТМЕТР
ДАТЧИК ГАЛЛА УГОЛЯ

Хелер, А.: **Возможность осуществления теплодвуметаллического ваттметра с датчиком Галла уголя.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 283

В статье приведен теплодвуметаллический ваттметр, как новость представленная автором для техники измерения активной мощности при однофазных цепях переменного тока. Представляются его преимущества и недостатки с полученными экспериментальными результатами при использовании датчика Галла уголя, осуществленных автором.

УДК 658.56: 621.3.015.5

КОЭФФИЦИЕНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ
ПРОБИВНОЙ ГРАДИЕНТ
ТЕХНИЧЕСКИЕ ЦИКЛЫ

Гицэ, Т. и др.: **Испытания на надёжность для энергетических кабелей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 286

Представляются испытания на надёжность, обычно осуществленных с целью определения индикаторов надёжности по экспериментальной пути.

УДК 621.313.2: 621.34: 648.2

ОПТИМИЗАЦИЯ
ПРОМЫВОЧНЫЕ МАШИНЫ

Мирон, Д.: **Об оптимизации функционирования промывочных машин.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 293

Подробно анализируются влияющие функции на функциональных параметров промывочной машины и представляется метод исчисления достижений этой машины при помощи комплексного коэффициэнта. На этой основе, автор разработал циклограмму, которая ведёт к оптимизации функционирования автоматической промывочной машины типа „АВТОМАТИК", произведённой предприятием И. М. Куджир и уточняет управления по которых должны работать изготовители автоматических промывочных машин для реализации новых типов таких машин, с повышенными достижениями.

УДК 621.313: 536.53

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ЭЛЕКТРОННЫЙ ТЕРМОМЕТР

Вырка-Гэлэцяну, Щ., Илиеску, Р.: **Измерение температуры обмотки некоторой электрической машины во время функционирования.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 299

Для измерения температуры обмотки возбуждения одного двигателя или, электрического генератора, измеряется электрическое сопротивление обмотки и исчисляется температура с стандартным приблизительным соотношением. В статье представляется электронный термометр для измерения температуры обмотки во время функционирования (без отключений).

УДК 621.313.13

ГИРОМЕТР
МЕТОДЫ ТЕСТИРОВАНИЯ

Рачиковски, В., Ходжя, Фл.: **Параметры гирометра. Методы тестирования.**

Е.Е.А. — **Electrotehncia 34,** №7, окт 1986 г., стр. 303

Гирометр — это электромеханическая система, представляющая собой много специальных электрических машин и представляет ряд особенностей, которые ведут к специфическим методологиям и оборудованиям тестирования.

УДК 621.82: 621.11

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ
ГАЗОВЫЕ ОБОЙМЫ
КОЖУХИ ОБОЙМЫ
ТЕХНОЛОГИИ ОБОЙМЫ

Постельнику, В.: **Тенденции в применении газовых смазочных обойм в изготовлении гироскопической аппаратуры.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 34,** № 7, окт 1986 г., стр. 307

Гиродвигатель получает всё больше разные применения в различных системах стабилизации, причём обойма представляет собой один из важных элементов этого прибора. Работа ставит себе цель показать ход и перспективы применения газовых смазочных обойм в изготовлении гироскопов, преимущества и недостатки разных способов изготовления обойм гироскопов. В последней части работы рассмотрены некоторые технологические и конструктивные задачи, поставленные перед автором в ходе изготовления самонесущих обойм, для гиродвигателя, точность и достижения плоскостных самонесущих обойм со спиральными каналами, получаемых вышеуказанным образом.

INHALT

DK 621.3.032.25

WIRBELSTRÖME
GEKAPSELTES DREIPHASENSYSTEM

Hortopan, G. : **Wirbelströme an der Abschirmung eines gekapselten Dreiphasensystems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 267

Es wird eine analytisch-numerische Rechenmethode zur Bestimmung der Wirbelströme und der Verluste am gemeinsamen Bildschirm eines mit Gas isolierten Dreiphasenschiennensystem, dargestellt. Die genannte Rechenmethode wird zum Abschätzen der Leistungsverluste für eine Stromintensität von 2000 A und Nennspannung von 123 kV an Stahl und Aluminium, angewendet. Die Stahlvariante ist für 12 Kombinationen relativer Permeabilitäten und spezifischer Materialwiderstände, behandelt. Die Kombination mit relativ maximalen spezifischen Widerstand und Permeabilität ergibt minimale Verluste.

DK 621 313

DYNAMISCHER AUSGLEICH
ELECTROTECHNOLOGIEN
LASER

Dumitru, I. : **Einige Aspekte zum Einfluss der dynamischen Unwucht im Bau der Mikromaschinen mit hoher Drehzahl.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 274

Die zugelassene dynamische Unwucht beeinflusst entscheidend die Performanzen der Mikromotoren mit hoher Drehzahl (MMMT). Der Autor schlägt die Ausarbeitung der Dokumentation zur Ausführung der Mikromotoren mit hoher Drehzahl, unter Berücksichtigung der Masse zur Eingliederung in den Wert der zulässigen dynamischen Unwucht (1 ÷ 2 g.mm) vor.
Zur Gewährleistung der Arbeitsqualität und — produktivität in der Herstellung der Mikromotoren grosser Drehzahl wird eine moderne Ausgleichsausrüstung vorgeschlagen, die Elektrotechnologien, die auf den Laseranwendungen begründet sind, verwendet.

DK 621.317.784 : 651.926

THERMO-BIMETALLISCHES WATTMETER
HALL-WINKELGEBER

Heler, A. : **Die Möglichkeit zur Realisierung eines thermobimetallischen Wattmeters mit Hall-Winkelgeber.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 283

Im Beitrag, wird eine von Autor hergestellte Neuentwicklung zur Messung der Wirkleistung in Wechselstrom-Einphasenschaltungen, u.s.w. ein thermo-bimetallisches Wattmeter vorgestellt. Es werden die Vor- und Nachteile dieses Gerätes sowie die vom Autor, mit Hilfe des Hall-Winkelgebers erhaltenen experimentellen Ergebnisse aufgezeigt.

DK 658.56.621.3.015.5

ANWENDUNGSFAKTOREN
DURCHSCHLAGSGRADIENT
TECHNISCHE ZYKLEN

Ghiță, T. u.a. : **Zuverlässigkeitsprüfungen für die Energiekabel.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 286

Es werden die üblichen Zuverlässigkeitsprüfungen zur experimentellen Bestimmung der Zuverlässigkeitskennwerte vorgestellt.

DK 621.313.2 : 621.34 : 648.2

OPTIMIERUNG
WASCHMASCHINEN

Miron, D. : **Beiträge zur Funktionsoptimierung der elektrischen Waschmaschinen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 293

Es werden eingehend die Faktoren die die Funktionsparameter der Waschmaschine beeinflussen analysiert und eine Bewertungsmethode der Maschinenperformanz mit Hilfe des complexen Koeffizienten aufgestellt. Auf dieser Grundlage entwickelt der Autor ein Zyklogramm, das zur Funktionsoptimierung der im I. M Cugir hergestellten „AUTOMATIC" Waschmaschine führt und zeigt die Richtungen in denen die Konstrukteure der automatischen Waschmaschinen wirken müssen, auf um neue Waschmaschinentypen, mit höheren Performanzen zu entwickeln.

DK 621.313.536.53

ELECKTRISCHE MASCHINEN
ELEKTRONISCHES THERMOMETER

Bârcă-Gălățeanu, Ș., Iliescu, R. : **Messung der Wicklungstemperatur elecktrischer Maschinen während des Betriebs.**

E.EA. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 299

Zur Messung der Erregerwicklungstemperatur eines Motors oder Generators wird der elektrische Widerstand der Wicklung gemesen und die temperatur wird mit Hilfe der Standard-Näherungsgleichung berechnet. Im Beitrag wird ein elektronisches Thermometer zur Messung der Wicklungstemperatur während des Betriebs (ohne Ausschaltungen) vorgestellt.

DK 621.313.13

GYROMETER
TESTMETHODEN

Racicovski, V., Hogea, Fl. : **Parameter des untergeordneten Gyrometers. Testmethoden.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 303

Das untergeordnete Gyrometer ist ein elecktromechanisches System, das mehrere spezielle elecktrische Maschinen einschliesst und eine Reihe von Besonderheiten aufweist die zu einer spezifischen Methodologie und Testausrüstung führen.

DK 621.82 : 621.11

GYROSKOPSYSTEME
GASLAGER
LAGERMASKEN
LAGERTECHNOLOGIEN

Postelnicu, V. : **Tendenzen zur Verwendung der Lager mit Gasschmierung im Gyroskopapparaturbau.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 7, Okt 1986, S. 307

Der Gyromotor erfährt immer mannigfaltigere Anwendungen in verschiedennen Stabilisierungssystemen, wobei, das Lager eines der Hauptelemente der Konstruktion darstellt. Der Beitrag stellt das Stadium und die Perspecktiven der Lageranwendung mit Gasschmierung im Gyroskopbau, die Vor — und Nachteile der verschiedenen konstruktiven Lösungen der Lager vor.

Im letzten Teil des Beitrags weren einige technologische und konstruktive Probleme denen der Autor im Verlauf der Ausführung von selbsttragenden Lagern für einen Gyromotor begegnet ist, sowie die Genauigkeit und Performanzän der so erhaltenen platten selbstragenden Lagern mit Spiralkanälen analysiert.

CONTENTS

DC 621.3.032.25

EDDY CURRENTS
CAPSULATED THREE-PHASE SYSTEM

Hortopan, G. : **Eddy currents in the capsulated theree-phase system shield.**

E.E.A.— **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 267

It presents a mixed analytical numerical computing method for determining the eddy currents and losses in the common shield of a gas insulated three-phase bars system. The computing method is used at power loss evaluation for a 2 000 A current intensities and a rated voltage of 123 kV in steel and aluminium variants. The steel variant is treated for 12 relative permeabilities and material rezistivities combination. The combination of maximum resistivity and relative permeability offers the lowest losses.

DC 621.313

RUNNING BALANCE
ELECTRIC TECHNOLOGIES
LASER

Dumitru, I. : **Certain aspects regarding the influence of dynamic unbalance on the manufacturing of high-speed micromachines.**

E.E.A.— **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 274

The admitted dynamic unbalance has a decisive influence on the performances of high-speed micro-motors (HSMM).
The author suggests that the manufacturing documentation for high-speed micro-motors be drawn up taking into account steps towards staying within the admitted residual dynamic unbalance value (1÷2 g.mm).
In order ensure the quality and labor productivity of high-speed micro-motor manufacturing, a modern balancing equipment is proposed, equipment employing electric technologies based on laser applications.

DC 621.317.784 : 651.926

THERMAL TWO-METAL WATTMETER
HALL ANGLE TRANSDUCER

Heler, A. : **The possibility of designing a thermal two-metal wattmeter with a Hall angle transducer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7. oct 1986, p. 283

The paper presents a thermal two-metal wattmeter as a novelty designed by the author in the measurement technique of single-phase a.c. circuit real output. Its advantages and disadvantages are mentioned, together with the experimental results obtained with the Hall angle transducer, designed by the author.

DC 658.56 : 621.3.015.5

CAPACITY FACTOR
BREAKDOWN GRADIENT
TERMICAL CYCLES

Ghiță, T. a.s.o. : **Reliability tests for energy cables.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 286

The current reliability tests for the experimental determination of reliability indicators are presented.

DC 621.313.2 : 621.34.648.2

OPTIMIZATION
WASHING MACHINES

Miron, D. : **Contributions to the optimization of washing machine operation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 293

The factors that influence the operating parameters of the washing machine, are analysed in detail. A method of determining the performances of the machine with the help of the complex coefficient is established. On this basis the author has drawn up a cycle diagram that leads to the optimization of the „AUTOMATIC" washing machine operation manufactured by I.M. Cugir. and has specified the directions in which automatic washing machines manufacturers must act in order to design new types of high-performance washing machines.

DC 621.313 : 536—53

ELECTRIC MACHINES
ELECTRONIC THERMOMETER

Bârcă-Gălățeanu, Ș., Iliescu, R. : **The measuring of the winding temperature of an operating electric machine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 299

In order to measure the excitation winding temperature of an electric motor generator the electric resistance of tbe winding is measured and the temperature is computed with the standard approximate relation. The paper presents an electronic thermometer for the measuring of winding temperature during operation (without switching off).

DC 621.313.13

GYROMETER
TESTING METHODS

Racicovski, V., Hogea, Fl. : **The parameters of the control gyrometer. Testing methods.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 303

The control gyrometer is an electromechanical system that integrates several special electric machines and has a series of specific features that lead to a specific methodology and testing equipment.

DC 621.82 :621.11

GYROSCOPE SYSTEMS
GAS BEARINGS
BEARING SHIELDS
BEARING TECHNOLOGIES

Postelnicu, V. : **Tendencies regarding the use of gas lubricated bearings in gyroscope equipment manufacturing.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 7, oct 1986, p. 307

The electric gyromotor has wide and wider applications in various stabilization systems, the bearing being one of the main constructive elements. The paper sets out to present the actual stage and outlook of using gas lubricated bearings in gyroscope manufacturing, the advantages and disavantages of various gyroscope manufacturing solutions.
The final part of the paper examines certain technological and manufacturing problems that the author has faced during the manufacturing of certain self-supporting bearings for a gyromotor as well as the accuracy and performances of spiral groove self-supporting plane bearings, thus obtained.

SOMMAIRE

CD 621.3.032.25

COURANTS FOUCAULT
SYSTÈME TRIPHASÉ CAPSULÉ

Hortopan, G. : **Courants Foucault dans l'écran d'un système triphasé capsulé.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 267

On y expose une méthode de calcul mixte analytique — numérique pour la détermination des courants Foucault et des pertes dans l'écran d'un jeu de barres triphasé isolé à gaz.
La méthode de calcul est utilisée pour l'évaluation des pertes de puissance pour une intensité du courant de 2000 A et une tension nominale de 123 kV dans les variantes acier et aluminium. La variante acier est traitée pour 12 combinations de perméabilités relatives et résistivités de matériel.
La combinaison à résistivité et perméabilité relative maximale offre des pertes minimales.

CD 621.313

EQUILIBRAGE DYNAMIQUE
ELECTROTECHNOLOGIES
LASER

Dumitru, I. : **Quelques aspects concernant l'influence du déséquilibre dynamique dans la construction des micromachines à grande vitesse.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 274

Le déséquilibre dynamique admis influence décisivement les performances des micromoteurs a grande vitesse (MMMT). L'auteur y propose l'élaboration de la documentation d'éxécution des micromoteurs à grande vitesse, compte tenu des mesures pour les faire encadrer à la valeur du déséquilibre dynamique résiduel admis (1÷2 g. mm).
Afin d'assurer la qualité et la productivité du travail lors de la fabrication des micromoteurs à grande vitesse, on y propose électrotechnologies ayant à la base des applications du laser.

CD 621.317.784 : 651.926

WATTMÈTRE THERMOBIMÉTALLIQUE
TRADUCTEUR HALL D'ANGLE

Heler, A. : **Possibilité de mise en oeuvre d'un wattmètre thermobimétallique à traducteur Hall d'angle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 283

Ce travail présente un wattmètre thermobimétallique appareil nouveau mis en oeuvre par l'auteur pour la technique de mesure de la puissance active dans les circuits monophasés de c.a.; on y mentionne les avantages et les inconvénients de celui-ci tout en a donnant les résultats expérimentaux obtenus á l'aide du traducteur Hall d'angle décrit.

CD 658.56 : 621.3.018.5

FACTEURS D'EMPLOI
GRADIENT DE CLAQUAGE
CYCLES THERMIQUES

Ghiță, T. et au. : **Essais de la fiabilité des câbles d'énergie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 286

On y expose les essais de fiabilité pratiqués couramment en vue de déterminer les indicateurs de fiabilité par expériments.

CD 621.313.2 : 621.34.648.2

OPTIMISATION
MACHINES À LAVER LE LINGE

Miron, D. : **Contributions concernant l'optimisation du fonctionnement des machines à laver le linge.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 293

On y analyse en détail les facteurs influançant les paramètre fonctionnels de la machine à laver le linge et l'on y établit une méthode pour évaluer les performances de celle-ci à l'aide du coefficient complexe. C'est sur base que l'auteur a élaboré un cyclogramme menant à l'optimisation du fonctionnement de la machine automatique à laver le linge de type „Automatic" de fabrication I. M. Cugir et a précisé les directions dans lesquelles doivent agir les producteurs de machines automatiques à laver le linge afin de réaliser de nouveaux types de machines pareilles, à hautes performances.

CD 621.313 : 536.53

MACHINES ÉLECTRIQUES
THERMOMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Bârcă-Gălățeanu, Ș., Iliescu, R. : **Mesure de la température de l'enroulement d'une machine électrique lors du fonctionnement.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 299

Afin de mesurer la température de l'enroulement d'excitation d'un moteur ou d'un générateur électrique on mesure la résistance électrique de l'enroulement et l'on calcule la température à l'aide de la relation approximative standard. Ce travail présente un thermomètre électronique pour la mesure de la température des enroulements lors du fonctionement (sans déconnexions).

CD 621.313.13

GYROMÈTRE
MÉTHODES D'ESSAI

Racicovski, V., Hogea, Fl. : **Paramètres du gyromètre asservi. Méthodes d'essai.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 303

Le gyromètre asservi est un système électromécanique qui englobe plusieurs machines électriques spéciales et présente une série de particularités menant à une méthodologie et à un équipement d'essai spécifiques.

CD 621.82 : 621.11

SYSTEMES GYROSCOPIQUES
PALIERS LUBRIFIES A GAZ
MASQUES POUR PALIERS
TECHNOLOGIES PALIERS

Postelnicu, V. : **Tendances concernant l'emploi des paliers lubrifiés à gaz dans la construction de l'appareillage gyroscopique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, no. 7, oct 1986, p. 307

Le gyromoteur électrique est de plus en plus utilisé dans divers systèmes de stabilisation, le palier étant l'un des éléments essentiels de la construction. Cet ouvrage présente l'état d'art et les perspectives de l'application des paliers lubrifiés à gaz dans la construction des gyroscopes, les avantages et les inconvénients des diverses solutions de construction des gyroscopes à paliers.
Dans la dernière partie du travail on analyse quelques problèmes technologiques et constructifs que l'auteur a dû résoudre lors de la mise en oeuvre des paliers autoportatifs pour gyromoteurs, de même que la précision et les performances des paliers autoportatifs plans, à cannelures en spirale, obtenus de la sorte.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare, este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informaţia"
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2485

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

CZ 621.3.032.25

Curenţi turbionari în ecranul unui sistem trifazat capsulat

G. HORTOPAN* — BUCUREŞTI

Tendinţa de a folosi un singur ecran pentru un sistem trifazat de bare se explică prin scopul urmărit, de a realiza instalaţii economice, cît mai puţin ancombrante [1, 2, 3].

Una din temele ce se cer rezolvate, pentru un astfel de sistem, este de a determina prin calcul puterea dezvoltată de curenţii turbionari, pentru regimul permanent, în ecranul comun celor trei bare.

Din numeroase lucrări apărute relativ recent în literatura de specialitate, articolul lui Doepken [4] este remarcabil prin modul de a aborda subiectul. Se constată însă, cu regret, lipsa de rigurozitate în prezentarea relaţiilor de bază care descriu formele particulare ale cîmpului electromagnetic. În altă serie de lucrări [5, 6] se utilizează metoda potenţialului complex pentru descrierea cîmpului electromagnetic în ecran şi în interiorul ecranului, dar această descriere rămîne în etapa generală de teorie, fără aplicativitate numerică.

În lucrarea de faţă autorul propune un algoritm cu ajutorul căruia, cu mijloace de calcul fără prea mare extindere, se poate determina puterea dezvoltată de curenţii turbionari, în regim permanent, în ecranul comun celor trei bare parcurse de curenţi în regim simetric de încărcare. Algoritmul este aplicabil atît pentru materiale neferomagnetice (aliaje de Al), cît şi pentru materiale feromagnetice, caracterizate prin permeabilitate magnetică relativă şi rezistivitate electrică.

1. Ipoteze de calcul

• În figura 1 se prezintă o secţiune transversală într-un sistem trifazat de bare cu ecran comun. Conductoarele *1*, *2*, *3* sînt considerate filiforme şi dispuse ordonat, la 120°, în interiorul ecranului. Se neglijează pierderile prin histerezis, iar permeabilitatea magnetică $\mu = \mu_0\mu_r$, în anvelopă (ecran), este considerată constantă. Expresiile curenţilor electrici, care parcurg conductoarele *1*, *2*, *3*, sînt de forma :

$$i_1 = \sqrt{2}I \cos \omega t, \tag{1}$$

$$i_2 = \sqrt{2}I \cos (\omega t - 2\pi/3), \tag{2}$$

$$i_3 = \sqrt{2}I \cos (\omega t + 2\pi/3). \tag{3}$$

* Prof. dr. doc. ing. *G. Hortopan* — Institutul Politehnic Bucureşti.

2. Starea electromagnetică în ecran

În ecran (mediul II) este satisfăcută ecuaţia lui Helmholtz [7] :

$$\Delta \underline{\mathbf{E}} = k^2 \underline{\mathbf{E}}, \tag{4}$$

unde :

$$k^2 = j\omega\mu\sigma, \tag{5}$$

cu notaţiile normale pentru pulsaţia ω, permeabilitatea μ, conductivitatea σ. Cum cîmpul electric $\underline{\mathbf{E}}$ şi densitatea de curent $\underline{\mathbf{J}}$ sînt atît vectori, cît şi fazori, dar cu orientare cunoscută

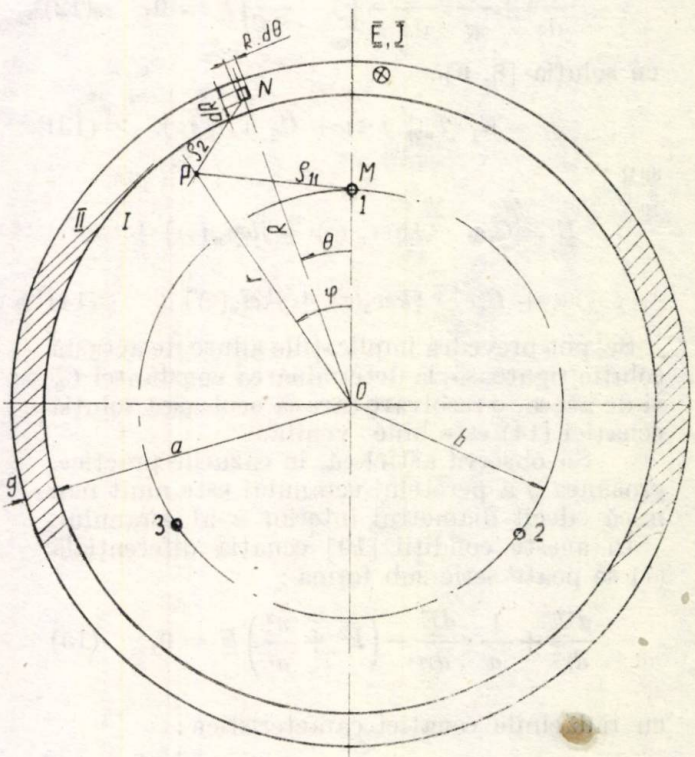


Fig. 1. Geometria sistemului trifazat-capsulat izolat cu gaz.

şi anume după direcţia z, perpendiculară pe planul de scriere, se renunţă la marcarea vectorială. Ecuaţia lui Helmholtz, scrisă în coordonate cilindrice, fără efect de capăt, ia forma :

$$\frac{\partial^2 \underline{E}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \underline{E}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 \underline{E}}{\partial \theta^2} = k^2 \underline{E}. \tag{6}$$

Utilizînd metoda separării variabilelor [7] din (4) se obţin două ecuaţii diferenţiale şi anume :

$$\frac{d^2\underline{E}}{dr^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{d\underline{E}}{dr} - \left(k^2 + \frac{n^2}{r^2}\right)\underline{E} = 0, \quad (7)$$

$$\frac{d^2\underline{E}}{d\theta^2} + n^2\underline{E} = 0. \quad (8)$$

2.1. Soluţia ecuaţiei (7). Această ecuaţie este de tip cilindric, iar soluţia este suma a două funcţii Bessel modificate, de speţă 1 şi de speţă 2. În adevăr, cu notaţia :

$$k = \sqrt{j}\cdot\sqrt{\omega\mu\sigma} = \sqrt{j}\cdot\sqrt{p}, \quad (9)$$

ecuaţia (7) se scrie :

$$\frac{d^2\underline{E}}{dr^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{d\underline{E}}{dr} - \left(jp + \frac{n^2}{r^2}\right)\underline{E} = 0, \quad (10)$$

cu schimbare de variabilă :

$$z = \sqrt{p}\cdot r; \quad dz = \sqrt{p}\cdot dr, \quad (11)$$

se obţine :

$$\frac{d^2\underline{E}}{dz} + \frac{1}{z}\cdot\frac{d\underline{E}}{dz} - \left(j - \frac{n^2}{z^2}\right)\underline{E} = 0, \quad (12)$$

cu soluţia [8, 9] :

$$\underline{E} = C_1\cdot I_n(\sqrt{j}\cdot z) + C_2\, K_n(\sqrt{j}z), \quad (13)$$

sau :

$$\underline{E} = C_1 e^{-j\frac{\pi n}{2}}[\mathrm{ber}_n(z) + j\mathrm{bei}_n(z)] + C_2 e^{j\frac{\pi n}{2}}[\mathrm{ker}_n(z) + j\mathrm{kei}_n(z)]. \quad (14)$$

Se pot prevedea implicaţiile aduse de această soluţie riguroasă, la determinarea constantei $C_2^{1)}$ şi de aceea, o rezolvare care să ocolească soluţia ecuaţiei (14) este bine venită.

Se observă astfel că, în cazurile practice, grosimea g a peretelui ecranului este mult mai mică decît diametrul interior a al ecranului. În aceste condiţii [10] ecuaţia diferenţială (7) se poate scrie sub forma :

$$\frac{d^2\underline{E}}{dr^2} + \frac{1}{a}\cdot\frac{d\underline{E}}{dr} - \left(k^2 + \frac{n^2}{a^2}\right)\underline{E} = 0, \quad (15)$$

cu rădăcinile ecuaţiei caracteristice :

$$\lambda_{1,} \quad -\frac{1}{2a} \pm \sqrt{\frac{1}{4a^2} + \left(k^2 + \frac{n^2}{a^2}\right)}, \quad (16)$$

şi soluţia .

$$\underline{E}(r) = C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r}.$$

Soluţia $C_1 e^{\lambda_1 r}$ nu convine din punct de vedere fizic. Din analiza numerică a relaţiei (16), pentru dimensiuni şi materiale folosite în construcţia ecranului, se poate scrie :

$$\underline{E}(r) = C_2 e^{-kr}. \quad (17)$$

În adevăr, pentru oţel :

$$k^2 = j\omega\mu\sigma = j\cdot 2\pi\cdot 50\cdot 200\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}\cdot(1/0{,}15\cdot 10^{-6}) = j(5{,}263\cdot 10^5\ \mathrm{m}^{-2}).$$

În mod similar pentru aluminiu, cu $\sigma = 1/(0{,}0367\cdot 10^{-6}\ \Omega\mathrm{m})$, se obţine $k^2 = j(1{,}0757\cdot 10^4\ \mathrm{m}^{-2})$. Pentru un ecran de Ol cu raza interioară $a = 0{,}35$ m relaţia (16) devine :

$$\lambda_{1,2} = -1{,}428 \pm \pm\sqrt{2{,}0408 + (j\cdot 5{,}263\cdot 10^5 + 8{,}1632\ n^2)}.$$

Din această relaţie se observă că soluţia (17) este indicată, cu condiţia $n \ll 30$. Din punct de vedere practic, calculul numeric arată că chiar armonica 5 ($n = 5$) aduce o contribuţie nesemnificativă la determinarea densităţii de curent.

2.2. Soluţia ecuaţiei (8). Această soluţie este de forma :

$$\underline{E}(\theta) = C_{1n}\cos n\theta + C_{2n}\sin n\theta. \quad (18)$$

Se naşte obligativitatea de a accepta drept valori proprii pentru n şirul numerelor naturale ($n = 1, 2, 3, \ldots$) pentru a descrie corect, după cum se va vedea în paragraful următor, potenţialul-vector.

2.3. Soluţia generală pentru densitatea de curent în ecran

Soluţia generală pentru cîmpul electric din ecran rezultă ca produsul soluţiilor din ecuaţiile (17) şi (18) şi are forma :

$$\underline{E}(r,\ \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} e^{-kr}(C_{1n}\cos n\theta + C_{2n}\sin n\theta). \quad (19)$$

Ţinînd seama de dependenţa între densitatea de curent şi cîmpul electric de forma $\underline{\mathbf{J}} = \sigma\underline{\mathbf{E}}$, în scriere fazorială se obţine :

$$\underline{J}(r,\ \theta) = \sum e^{-kr}(C_n^{(1)}\cos n\theta + C_n^{(2)}\sin n\theta). \quad (20)$$

Expresia densităţii de curent se descompune în două componente în cuadratură spaţială pentru fiecare armonică n :

$$\underline{J}_d = \sum_{n=1}^{\infty} C_n^{(1)} e^{-kr}\cos n\theta, \quad (21)$$

$$\underline{J}_q = \sum_{1}^{\infty} C_n^{(2)} e^{-kr}\sin n\theta. \quad (22)$$

---

[1]) Rezolvarea riguroasă va fi prezentată în altă lucrare.

Prin calculele care urmează se urmărește a se determina constantele $C_n^{(1)}$ și $C_n^{(2)}$.

3. Potențialul-vector în volumul cuprins de ecran (mediul I)

În mediul gazos (aer sau SF_6) din interiorul ecranului, în punctul P (figura 1), potențialul-vector $\underline{A}$ are două componente și anume componenta $\underline{A}_1$, datorită curenților electrici care circulă în conductoarele *1*, *2*, *3* și o componentă $\underline{A}_2$, datorită curenților turbionari dezvoltați în ecranul comun celor trei conductoare active :

$$\underline{A} = \underline{A}_1 + \underline{A}_2. \tag{23}$$

3.1. Potențialul-vector A_1, produs de curenții i_1, i_2, i_3, care parcurg conductoarele *1*, *2*, *3*. Potențialul-vector este orientat după axa z, întocmai ca și curenții din conductoarele active.

Potențialul-vector produs de fiecare curent parte se calculează cu relația generală :

$$A_s = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \ln \rho_{1i}. \tag{24}$$

Se obține astfel [11], pentru cei trei curenți, și cu notațiile din figura 1 :

$$A_{z1} = \frac{\mu_0 \sqrt{2}\, I \cos \omega t}{2\pi} \left[\ln b - \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{b}{r} \right)^m \cos m\varphi \right], \tag{25}$$

$$A_{z2} = \frac{\mu_0 \sqrt{2} I \cos(\omega t - 2\pi/3)}{2\pi} \left\{ \ln b - \right.$$

$$\left. - \sum_1^\infty \left(\frac{b}{r} \right) \cos[m(\varphi - 2\pi/3)] \right\}, \tag{26}$$

$$A_{z3} = \frac{\mu_0 \sqrt{2} I \cos(\omega t + 2\pi/3)}{2\pi} \left\{ \ln b - \right.$$

$$\left. - \sum_1^\infty \frac{b}{r} \cos[m(\varphi + 2\pi/3)] \right\}. \tag{27}$$

Potențialul-vector total este :

$$A_z = A_{z1} + A_{z2} + A_{z3} =$$

$$= \frac{\mu_0 \sqrt{2}\, I}{2\pi} \left\{ - \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{b}{r} \right)^m \cos m\varphi (1 - \right.$$

$$- \cos m\, 2\pi/3) \cdot \cos \omega t -$$

$$\left. - \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{b}{r} \right)^m \sin m\varphi \cdot \sin(m 2\pi/3) \cdot \sqrt{3} \sin \omega t \right\}. \tag{28}$$

Acest potențial-vector se descompune în componentele d și q de valori efective (se renunță la $\sqrt{2}$ și cos ωt, respectiv sin ωt) și rezultă :

$$A_{1d} = - \frac{\mu_0 I}{2\pi} \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{b}{r} \right)^m \cos m\varphi [1 - \cos(m 2\pi/3)], \tag{29}$$

$$A_{1q} = - \frac{\mu_0 I \sqrt{3}}{2\pi} \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{b}{r} \right)^m \sin m\varphi \cdot [\sin(m 2\pi/3)]. \tag{30}$$

3.2. Potențialul-vector, produs de curenții turbionari din anvelopă în punctul P

Curenții turbionari din secțiunea N, de arie $Rd\theta\, dR = dS$, determină potențialul-vector elementar, orientat tot după axa z, în punctul P. Acest potențial-vector va fi calculat, pentru componentele densității de curent $\underline{J}_d$ și $\underline{J}_q$, în acord cu relațiile (21) și (22) după cum urmează :

$$\underline{dA}_{2d} = \frac{\mu_0}{2\pi} \underline{J}_d \cdot dS \cdot \ln \rho_2. \tag{31}$$

Sau, prin integrare la volumul anvelopei :

$$\underline{A}_{2d} = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_0^{a+g} \int_0^{2\pi} \underline{J}_d R d\theta dR \ln \rho_2. \tag{32}$$

Se introduce expresia densității de curent din relația (21) și se obține :

$$\underline{A}_{2d} = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_a^{a+g} \int_0^{2\pi} \sum_1^\infty C_n^{(1)} e^{\sqrt{jp}\, R} \cos n\theta \cdot R\, dR\, d\theta\, x, \tag{33}$$

$$x \ln \left[R - \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{r}{a} \right)^m \cos m(\varphi - \theta) \right].$$

Se observă că, deoarece $g \ll R$, se poate aproxima $R \approx a$. Integrala :

$$\int_a^{a+g} R e^{\sqrt{jp}\, R}\, dR = M + jN, \tag{34}$$

cu demonstrația din anexa 1 rezultă :

$$\underline{A}_{2d} = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_0^{2\pi} C_n^{(1)} (M + jN) \left[- \right.$$

$$\left. - \sum_1^\infty \frac{1}{m} \left(\frac{r}{a} \right)^m \cos m(\varphi - \theta) \cos n\, \theta d\theta \right]$$

și, în cele din urmă, observînd că valori diferite de zero se obțin numai dacă $m = n$ [11] se obține :

$$\underline{A}_{2d} = -\frac{\mu_0}{2}(M+jN)\sum_1^\infty C_n^{(1)}\frac{1}{n}\left(\frac{r}{a}\right)^n \cos n\varphi. \tag{35}$$

În mod similar :

$$\underline{A}_{2q} = -\frac{\mu_0}{2}(M+jN)\sum_1^\infty C_n^{(1)}\frac{1}{n}\left(\frac{r}{a}\right)^n \sin n\varphi. \tag{36}$$

4. Potențialul-vector în peretele anvelopei

Pentru mediul II, cu domeniul $a < r < a+g$ potențialul-vector se calculează cu relația [10] :

$$\underline{\mathbb{A}}_3 = \frac{1}{\sigma}\int_0^t \underline{\mathbb{J}}\,dt. \tag{37}$$

Pentru o orientare cunoscută, după axa z, se poate trece la scrierea fazorială în regim armonic :

$$\underline{A}_3 = -\frac{1}{j\omega\sigma}\underline{J}. \tag{38}$$

Cu expresiile densității de curent din relațiile (21) și (22) se obține :

$$\underline{A}_{3d} = -\frac{1}{j\omega\sigma}\sum_1^\infty C_n^{(1)} e^{-kr}\cos n\theta, \tag{39}$$

$$\underline{A}_{3q} = \frac{1}{j\omega\sigma}\sum_1^\infty C_n^{(2)} e^{-kr}\sin n\theta. \tag{40}$$

5. Determinarea constantelor de integrare

La granița $r = a = R$ se conservă componenta radială a inducției magnetice și componenta tangențială a cîmpului magnetic :

$$B_{or} = B_r, \tag{41}$$

$$H_{o\theta} = H_\theta. \tag{42}$$

În general, în coordonate cilindrice :

$$B_r = \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial A_z}{\partial\varphi}, \tag{43}$$

$$B_\varphi = -\frac{\partial A_z}{\partial\varphi}. \tag{44}$$

Se obțin, astfel, constantele de integrare $C_n^{(1)}$ și $C_n^{(2)}$ din relațiile (A 2.11) și (A 2.12) prezentate în anexa 2.

6. Densitatea de curent în peretele ecranului

Pentru armonica n, în acord cu relația (21) și cu introducerea expresiei constantei $C_n^{(1)}$ din relația (A 2.11), se obține expresia densității de curent pentru componenta d :

$$\underline{J}_{nd} = A_{nd}\cos n\theta + jB_{nd}\cos n\theta, \tag{45}$$

cu notațiile :

$$A_{nd} = \frac{2I\left(1-\cos\frac{n2\pi}{3}\right)\left(\frac{a}{b}\right)^n e^{\frac{a-r}{\delta}}\left(\alpha\cos\frac{r-a}{\delta}-\beta\sin\frac{r-a}{\delta}\right)}{\pi(\alpha^2+\beta^2)}, \tag{46}$$

$$B_{nd} = \frac{2I\left(1-\cos\frac{n2\pi}{3}\right)\left(\frac{a}{b}\right)^n e^{\frac{a-r}{\delta}}\left(-\alpha\sin\frac{r-a}{\delta}-\beta\cos\frac{r-a}{\delta}\right)}{\pi(\alpha^2+\beta^2)}, \tag{47}$$

$$a = a\delta\,;\ \beta = \mu_r\delta^2 n - a\delta. \tag{48}$$

Pentru componenta q, în mod similar, densitatea de curent pentru armonica n este :

$$\underline{J}_{nq} = A_{nq}\sin n\theta + jB_{nq}\sin n\theta, \tag{49}$$

cu relațiile :

$$A_{nq} = \frac{2I\sqrt{3}\cdot\sin\frac{n2\pi}{3}\left(\frac{b}{a}\right)e^{\frac{a-r}{\delta}}\left(\alpha\cos\frac{r-a}{\delta}-\beta\sin\frac{r-a}{\delta}\right)}{\pi(\alpha^2+\beta^2)}, \tag{50}$$

$$B_{nq} = \frac{2I\sqrt{3}\cdot\sin\frac{n2\pi}{3}\left(\frac{b}{a}\right)e^{\frac{a-r}{\delta}}\left(-\alpha\sin\frac{r-a}{\delta}-\beta\cos\frac{r-a}{\delta}\right)}{\pi(\alpha^2+\beta^2)}. \tag{51}$$

Expresia densității de curent, ca valoare instantanee pentru componenta d rezultă :

$$J_{nd} = \sqrt{2}\cdot\sqrt{A_{nd}^2 + B_{nd}^2}\cos n\theta\cos\omega t. \tag{52}$$

7. Puterea dezvoltată de curenții turbionari din ecran pe lungime—unitate

Puterea dezvoltată de armonica n, componenta d, rezultă din expresia :

$$P_{nd} = \frac{1}{T}\int_0^T \int_a^{a+g} \int_0^{2\pi} \rho \left[\sqrt{2}\cdot\sqrt{A_{nd}^2 + B_{nq}^2}\right]^2 \cdot$$

$$\cdot \cos^2 n\,\theta \cos^2 \omega t\, r\, d\theta\, dr\, dt \qquad (53)$$

și se obține :

$$P_{dn} = \pi\rho \int_a^{a+g} [A_{nd}^2 + B_{nd}^2]\, r dr. \qquad (54)$$

În mod similar, componenta q va dezvolta puterea :

$$P_{qn} = \pi\rho \int_a^{a+g} [A_{nq}^2 + B_{nq}^2] r \cdot dr. \qquad (55)$$

Puterea totală dezvoltată de toate armonicile, de componentele d și q se calculează numeric, pentru lungimea—unitate de ecran, cu relația :

$$P_1 = \pi\rho \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{r_i=a}^{r_i=a+g} (A_{nd}^2 + B_{nd}^2 + A_{nq}^2 + B_{nq}^2) r_i\, \Delta r, \frac{W}{m} \cdot \qquad (56)$$

În această relație Δr este pasul de creștere a razei la evaluarea numerică a integralei.

8. Calcule și observații

S-au efectuat calcule pentru un sistem trifazat, avînd curentul nominal $I_n = 2\,000$ A, $f = 50$ Hz, caracterizat prin :

8.1. Geometria instalației

Construcția sistemului de bare are următoarele dimensiuni principale :

$a = 0{,}353$ m, raza internă a ecranului ;

$g = 7.10^{-3}$ m, grosimea peretelui ecranului ;

$b = 0{,}140$, raza de dispunere a conductoarelor active.

8.2. Parametrii de material

În calcule s-au admis, ca variante pentru materialul din care este construit ecranul, oțelul și aluminium aliat. Pentru oțel, s-au considerat permeabilitățile relative $\mu_r = 200$, 300, 400, 500, iar pentru fiecare permeabilitate rezistența $\rho_{Ol} = (0{,}35 \cdot 10^{-6}$; $0{,}25 \cdot 10^{-6}$; $0{,}15 \cdot 10^{-6})\Omega$m. Pentru aluminiu, calculele au fost efectuate cu permeabilitatea $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m și rezistivitatea $\rho_{Al} = 0{,}0367 \cdot 10^{-6}\,\Omega$m. Rezultatele sînt prezentate în tabelul 1 și figura 2.

Tabelul 1

Pierderi în ecranul unui sistem trifazat capsulat (123kV, 2 000A)

Permeabilitatea relativă	Rezistivitatea, Ωm	Pierderi pe unitatea de lungime, W/m	Material
$\mu_r = 200$	$\rho = 0{,}35 \cdot 10^{-6}$	419,84	Ol
	$\rho = 0{,}25 \cdot 10^{-6}$	447,25	Ol
	$\rho = 0{,}15 \cdot 10^{-6}$	414,57	Ol
$\mu_r = 300$	$\rho = 0{,}35 \cdot 10^{-6}$	354,78	Ol
	$\rho = 0{,}25 \cdot 10^{-6}$	413,26	Ol
	$\rho = 0{,}15 \cdot 10^{-6}$	448,13	Ol
$\mu_r = 400$	$\rho = 0{,}35 \cdot 10^{-6}$	299,86	Ol
	$\rho = 0{,}25 \cdot 10^{-6}$	364,59	Ol
	$\rho = 0{,}15 \cdot 10^{-6}$	438,75	Ol
$\mu_r = 500$	$\rho = 0{,}35 \cdot 10^{-6}$	259,05	Ol
	$\rho = 0{,}25 \cdot 10^{-6}$	321,67	Ol
	$\rho = 0{,}15 \cdot 10^{-6}$	412,95	Ol
$\mu_r = 1$	$\rho = 0{,}0367 \cdot 10^{-6}$	5,4	Al

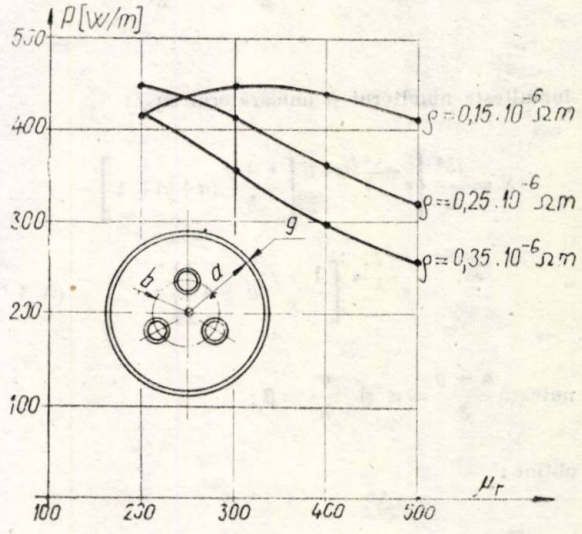


Fig. 2. Diagrame de pierderi specifice P_1, W/m în funcție de μ_r și ρ.

Se poate observa că pierderile în ecranul de aluminiu sînt cu două ordine de mărime mai mici decît pierderile în ecranul de oțel. Calitatea oțelului influențează sensibil cuantumul pierderilor. Un oțel cu permeabilitate relativă

mare ($\mu_r = 500$) și rezistivitate mare ($\rho = 0{,}35 \cdot 10^{-6}$ Ωm) este de preferat în construcția ecranului.

Anexa 1

Calculul integralei X

$$X = \int_a^{a+g} Re^{-\sqrt{j}\cdot\sqrt{p}R}\, dR \cdot \qquad \text{(A 1.1)}$$

Din tabele [12], forma generală a integralei este:

$$\int xe^{ax}\, dx = \frac{1}{a^2} e^{ax}(ax-1). \qquad \text{(A 1.2)}$$

Rezultă, cu notațiile din expresia X:

$$X = \frac{1}{jp}\{e^{-\sqrt{jp}\cdot(a+g)}[-\sqrt{jp}\cdot(a+q)-1],$$

$$-e^{-\sqrt{jp}\,a}[-\sqrt{jp}\cdot a - 1].$$

Cu notațiile:

$$\sqrt{jp} = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \frac{1+j}{\delta}, \qquad \text{(A 1.3)}$$

$$jp = \frac{(1+j)^2}{\delta^2} = \frac{1+2j-1}{\delta^2} = \frac{2j}{\delta^2}, \qquad \text{(A 1.4)}$$

Se înmulțește numitorul și numărătorul cu j:

$$X = \frac{j\delta^2}{2}\left\{e^{-\frac{1+j}{\delta}(a+j)}\left[\frac{1+j}{\delta}(a+g)+1\right]-\right.$$

$$\left.-e^{\frac{1+j}{\delta}a}\left[\frac{1+j}{\delta}a+1\right]\right\}, \qquad \text{(A 1.5)}$$

se notează $\frac{a+g}{\delta} = \alpha$ și $\frac{a}{\delta} = \beta$;

se obține:

$$X = \frac{j\delta^2}{2}\{e^{-\alpha}e^{-j\alpha}[(\alpha+j\alpha)+1]e^{-\beta}\cdot e^{-j\beta}[\beta+j\beta+1].$$

(A 1.6)

Cu notațiile:

$$e^{-j\alpha} = \cos\alpha - j\sin\alpha; \quad e^{-j\beta} = \cos\beta - j\sin\beta, \qquad \text{(A1.7)}$$

rezultă:

$$X = \frac{j\delta^2}{2}\{e^{-\alpha}\cdot(\cos\alpha - j\sin\alpha)(\alpha + j\alpha + 1) -$$

$$-e^{-\beta}(\cos\beta - j\sin\beta)(\beta + j\beta + 1)\},$$

$$X = \frac{\delta^2}{2} e^{-\alpha}[(j\cos\alpha + \sin\alpha)(\alpha + j\alpha + 1)] -$$

$$-\frac{\delta^2}{2} e^{-\beta}(j\cos\beta + \sin\beta)(\beta + j\beta + 1), \qquad \text{(A 1.8)}$$

$$X = \frac{\delta^2 e^{-\alpha}}{2}[j\alpha\cos\alpha - \alpha\cos\alpha + j\cos\alpha + \alpha\sin\alpha + j\alpha\sin\alpha + \sin\alpha] -$$

$$-\frac{\delta^2 e^{-\beta}}{2}[j\beta\cos\beta - \beta\cos\beta + j\cos\beta + \beta\sin\beta + j\beta\sin\beta + \sin\beta],$$

$$X = \overbrace{\frac{\delta^2 e^{-\alpha}}{2}(-\alpha\cos\alpha + \alpha\sin\alpha + \sin\alpha) - \frac{\delta^2 e^{-\beta}}{2}(-\beta\cos\beta + \beta\sin\beta + \sin\beta)}^{M} +$$

$$+ j\overbrace{\left\{\frac{\delta^2 e^{-\alpha}}{2}(\alpha\cos\alpha + \cos\alpha + \alpha\sin\alpha) - \frac{\delta^2 e^{-\beta}}{2}(\beta\cos\beta + \cos\beta + \beta\sin\beta)\right\}}^{N}. \qquad \text{(A. 1.9)}$$

Cu notațiile din (A 1.9) se obține:

$$X = M + jN. \qquad \text{(A. 1.10)}$$

Anexa 2

Determinarea constantelor $C_n^{(1)}$ *și* $C_n^{(2)}$

a. *Componenta radială a inducției magnetice în peretele anvelopei la granița* $R = a$ *și* $\theta = \varphi$, relația (39):

$$\underline{B}_{3rd} = \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial \underline{A}_3 d}{\partial\theta} = -\frac{1}{j\omega\sigma a} C_n^{(1)}\cdot e^{\sqrt{jp}\cdot a}(-n\sin n\varphi). \qquad \text{(A 2.1)}$$

Se observă că:

$$\frac{1}{j\omega\sigma a} = \frac{j\mu\delta^2}{2a}; \quad \sqrt{jp} = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \frac{1+j}{\delta} = k,$$

unde adîncimea de pătrundere $\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma}$ și se obține:

$$\underline{B}_{3rd} = \frac{j\omega\delta^2}{2a} e^{-(1+j)a/\delta} C_n^{(1)} n\sin n\varphi. \qquad \text{(A 2.2)}$$

b. *Componenta tangențială a inducției magnetice în peretele anvelopei la granița* $R = a$ *și* $\theta = \varphi$, relația (39):

$$\underline{B}_{3\varphi d} = -\frac{\partial \underline{A}_3 d}{\partial r} = \frac{k}{1\omega\sigma} C_1 e^{-ka} \cos n\varphi. \quad \text{(A 2.3)}$$

Se observă că:

$$\frac{k}{j\omega\sigma} = \frac{\mu\delta(1-j)}{2}$$

și rezultă:

$$\underline{B}_{3\varphi d} = \frac{\mu\delta(1-j)}{2} e^{-(1+j)a/\delta} \cdot C_n^{(1)} \cos n\varphi. \quad \text{(A 2.4)}$$

c. *Componenta radială „d" a inducției magnetice în gaz la granița* $r = a$ *și* $\theta = \varphi$ *este*:

$$\underline{B}_{rgd} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial\varphi} (\underline{A}_1^d + \underline{A}_2^d) =$$

$$= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial\varphi} \left[-D \frac{1}{n} \left(\frac{b}{r} \right)^n \cos\varphi - \right.$$

$$\left. - \frac{\mu_0}{2} (M + jN) C_n^{(1)} \frac{1}{n} \left(\frac{r}{a} \right)^n \cos n\varphi \right]_{r=a}, \quad \text{(A 2.5)}$$

$$D = \frac{\mu_0 I}{2\pi} [1 - \cos(n2\pi/3)], \quad \text{(A 2.6)}$$

$$\underline{B}_{rdg} = \frac{1}{a} \left[D \left(\frac{b}{a} \right)^n \sin n\varphi + \frac{\mu_0}{2} (M + jN) C_n^{(1)} \sin\varphi \right]. \quad \text{(A 2.7)}$$

d. *Componenta tangențială în gaz a inducției magnetice „d"*

$$\underline{B}_{\varphi gd} = -\left(\frac{\partial}{\partial r} \right) (\underline{A}_{1d} + \underline{A}_{2d}) =$$

$$= \frac{D}{a} \left(\frac{b}{a} \right)^n \cos n\varphi - \frac{\mu_0}{2a} (M + jN) C_n^{(1)} \cos n\varphi. \quad \text{(A 2.8)}$$

e. *Condiții la graniță.* La granița $r = R = a$ și $\theta = \varphi$ se conservă componenta radială a *inducției magnetice*:

$$\frac{j\mu\delta^2}{2a} e^{-(1+j)a/\delta} C_n^{(1)} n = \frac{D}{a} \left(\frac{b}{a} \right)^n + \frac{\mu_0}{2a} (M + jN) C_n^{(1)} \quad \text{(A 2.9)}$$

și componenta tangențială a *câmpului magnetic*:

$$\frac{\delta(1-j)}{2} e^{-(1+j)a/\delta} C_n^{(1)} = \frac{D}{a\mu_0} \left(\frac{b}{a} \right)^n - \frac{1}{2a} (M + jN) C_n^{(1)}. \quad \text{(A 2.10)}$$

Din relațiile (A2.9) și (A 2.10) se elimină $(M + jN)$ și se obține:

$$C_n^{(1)} = \frac{2I \left(1 - \cos\frac{n2\pi}{3} \right) \left(\frac{b}{a} \right)^n e^{(1+j)a/\delta} [a\delta - j(\mu_r\delta^2 n - a\delta)]}{\pi [a^2\delta^2 + (\mu_r\delta^2 n - a\delta)^2]}, \quad \text{(A 2.11)}$$

unde permeabilitatea magnetică a anvelopei este $\mu = \mu_0\mu_r$. În mod similar se obține:

$$C_n^{(2)} = \frac{2I\sqrt{3}\frac{n2\pi}{3} \left(\frac{a}{b} \right)^n e^{(1+j)a/\delta} [a\delta - j(\mu_r\delta n^2 - a\delta)]}{\pi [a^2\delta^2 + (\mu_r\delta^2 n - a\delta)^2]}. \quad \text{(A 2.12)}$$

Bibliografie

[1] *Eidinger, A., Flössel, C. D.* SF_6 — Isolierte Rohrgaskabel für die Übertragung höchster Leistungen. In: Brown Boveri Mitteilungen 1974, nr. 4, p. 167—173.

[2] *Heyda, P. G. ș.a.* Computation of eddy-current losses in cable Sheaths and Busbar enclosures. In: Proc. IEE 1973, nr. 4, p. 147—152.

[3] *Kawasaki, K., Inami, M., Ishikawa, T.* Theoretical considerations on eddy current and losses in non-magnetic and magnetic pipes for power transmission system. In: Trans. IEEI, PAS-100 nr. 2, 1981 p. 474—484.

[4] *Emanuel, A., Doepken, H. C.* Calculation of losses in steel enclosures of tree phase bus or cables. In: Trans. IEEI, PAS-93, 1974, nr. 6, p. 1758—1767.

[5] *Dokopoulos, P., Tampakis, D.* Analysis on field and losses in a tree phase gas cable with thick walls. In: Transactions IEEE, PAS-103, nr. 9, 1984, p. 2728—2734.

[6] *Tampakis D., Dokopoulos, P.* Eddy currents and forces in a three phase gas insulated cable with steel enclosure. In: Transactions IEEE, MAG-19, nr. 5, 1983, p. 2210—2212.

[7] *Simony, K.* Theoretische Elektrotehnik. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften. 7. Auflage. Berlin 1979.

[8] *McLachlan, N. W.* Bessel functions for engineers. Oxford University Press. London 1941.

[9] *Iahnke, Emde, Lösch.* Tafeln höherer Functionen. Teuber Verlag, Stuttgart 1960.

[10] *Hortopan, G.* Ecranarea electromagnetică în tehnica curenților intenși, manuscris 1986.

[11] *Smythe, W.* Static and Dynamic Electricity. Mc Grow — Hill New-York-Toronto-London 1950.

[12] *Rijic, I. M., Gradstein, I. S.* Tabele de integrale sume, serii și produse. Traducere din limba rusă. Editura Tehnică, București 1955.

CZ 621.313

ECHILIBRARE DINAMICĂ
ELECTROTEHNOLOGII
LASERI

Unele aspecte privind influența dezechilibrului dinamic în construcția micromașinilor de mare turație

ION DUMITRU* — BUCUREȘTI

Introducere

În cadrul sistemei de mașini electrice un loc aparte revine micromașinilor de mare turație (MMMT). Deși această categorie de mașini electrice nu apare distinct evidențiată în clasificările generale ale mașinilor electrice, după părerea autorului, dacă se au în vedere următoarele criterii de bază : caracteristici constructive, parametrii de bază, tehnologii și costuri de fabricație, fiabilitate și domenii de utilizare, este necesară cel puțin subliniercа acestei categorii de mașini.

În general, greutatea medie a acestora este cuprinsă între 25÷250 grame, rotoarele situîndu-se în limitele a 2÷50 grame. În cele mai multe cazuri MMMT funcționează la turații ce se situează în plaja a 10 000÷30 000 rot/min, iar unele și peste 500 000 rot/min. Date fiind aplicațiile deosebite în care se utilizează MMMT, acestea trebuie să-și mențină performanțele tehnice la valorile impuse, în condiții de funcționare dintre cele mai grele : variații de temperatură între −60°C și +50°C, vibrații, șocuri și accelerații deosebite, atmosferă umedă, ceață salină, praf etc.

Dintre cele mai uzuale aplicații ale MMMT se impune a fi menționate cel puțin următoarele : instalații pentru navigația aeriană și navală, instalații de stabilizare pentru sateliți sau submarine, module pentru telemetria cu laser, transformatoare TV speciale, acționări în microrobotică, reglajul automat al frecvențelor la stațiile de radio și radiolocație etc.

Avînd în vedere caracteristicile tehnice deosebite ale MMMT, o bună parte dintre acestea sînt destinate în exclusivitate utilizării în scopuri speciale : giromotoare, microturbogeneratoare etc.

Pentru fabricația de MMMT se folosesc mașini-unelte de cea mai mare precizie, tehnologii și procese tehnologice asupra cărora există un embargou și, nu în ultimul rînd, un personal tehnic cu o foarte bună pregătire de specialitate. Fără a intra în detalii constructive și tehnologice se impune totuși precizarea faptului că jocurile în ajustajele lagărelor sînt de ordinul a 2—3 μm, iar toleranțele de variație a acestora sînt de 1—2 μm [1, 2, 3]. În practică, asigurarea unor astfel de toleranțe este posibilă numai prin sortarea riguroasă a pieselor conjugate, din micron în micron.

Ținînd seama de cele de mai sus, rezultă clar de ce și prețurile practicate pentru MMMT sînt deosebit de ridicate, în cele mai multe cazuri costul cîtorva MMMT egalînd, sau chiar depășind, costul unui automobil de clasă medie [4].

Peste 90% din tipodimensiunile MMMT realizate în țară s-au cercetat și proiectat de către specialiștii din I.C.P.E.—București, introducîndu-se apoi în fabricația de serie la diferite întreprinderi de profil.

După o experiență de peste zece ani în cercetarea, proiectarea și fabricația de MMMT și ținînd seama de concluziile rezultate din asistența tehnică acordată întreprinderilor de profil, din experimentările și omologările efectuate, din urmărirea în exploatare, la beneficiar, a MMMT fabricate de către I.C.P.E., o parte dintre acestea fiind prezentate în figura 1, autorul a sesizat și sintetizat unele aspecte care pot influența negativ funcționarea MMMT, dacă nu se iau cele mai raționale măsuri, începînd

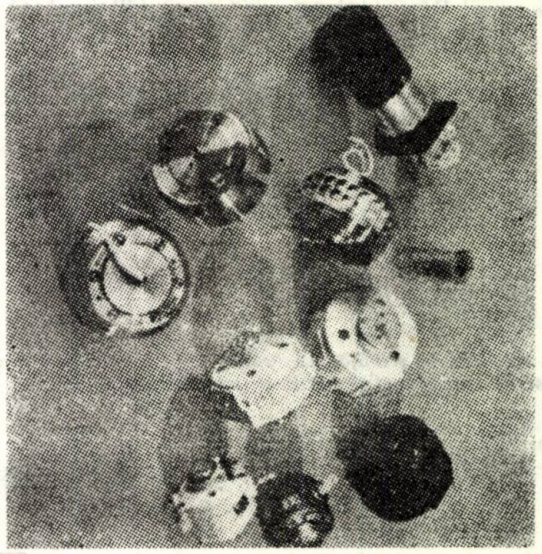


Fig. 1. Micromotoare și giromotoare dezvoltate de I.C.P.E.-București.

încă de la faza de cercetare-proiectare și terminînd cu montajul MMMT în ansamblurile din instalațiile complexe.

* Ing. *Dumitru Ion* — Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică, ICPE, București.

Pe aceste coordonate, un exemplu semnificativ al importanței deosebite a MMMT, îl constituie giromotoarele, asupra cărora se vor face cîteva referiri de bază :

— performanțele aparatelor și instalațiilor giroscopice în toate aplicațiile tehnice sînt condiționate de performanțele giromotoarelor [3, ...9];

— giromotorul este principala sursă de precizie și în același timp de erori ale unui aparat giroscopic. Cauzele apariției erorilor aparatului giroscopic sînt legate de prezența cuplurilor parazite în jurul axelor de rotație a cadrelor sale. Cuplurile parazite legate de fluctuațiile de temperatură (dilatării termice, deplasarea centrului de masă, dezechilibrul static și dinamic al volantului, uzura rulmenților etc.) afectează, în principal, comportarea giromotorului în cadrele de susținere a acestuia ;

— stabilitatea centrului de masă, și, în consecință, echilibrarea dinamică a giromotoarelor reprezintă problema centrală a preciziei aparatelor giroscopice [3, 6].

1. Elemente perturbatoare care influențează performanțele MMMT

Complexitatea activităților de cercetare-proiectare și dezvoltarea de MMMT impune o cunoaștere temeinică a factorilor de bază, care influențează nemijlocit caracteristicile tehnice și performanțele acestora.

Astfel, una dintre cele mai dificile probleme, care în prezent este numai parțial cercetată și care, după părerea autorului, nu are încă o rezolvare unitară, o reprezintă influențele dezechilibrului dinamic și problematica reducerii acestuia pînă la un nivel minim acceptabil, eliminarea totală, în cazul MMMT, fiind practic imposibil de realizat.

Pe această linie, în concordanță și cu [10, 11, 12], se vor evidenția principalele corelații ce apar între caracteristicile tehnice ale MMMT și dezechilibrul dinamic al acestora, nu înainte însă de a se semnala faptul că necesitatea acestei probleme este amplificată de următoarele considerații mai importante :

— în literatura consultată [2, 7, 13, ...19], deși se recunoaște că dezechilibrul dinamic influențează în mod radical performanțele mașinilor electrice, pentru MMMT dezvoltările teoretice sînt extrem de reduse, fără a se stabili o legătură directă condițională între performanțe și dezechilibrul dinamic ;

— nu există încă o metodologie teoretică și experimentală unitară de investigare a corelațiilor ce se stabilesc în mod inevitabil între dezechilibrul dinamic al MMMT și performanțele acestora ;

— după aprecierile din [2] și din experiența autorului, peste 70% din rebuturile rezultate din procesul de fabricație a MMMT se datorează subaprecierii influenței dezechilibrului rezidual admis, deoarece, în cele mai multe cazuri, operația de echilibrare dinamică se efectuează după asamblarea MMMT, iar în unele cazuri, motivate prin așa-zisa „simetrie a rotorului" sau „rotor rigid", această operație nu se mai face deloc. În realitate, aceste practici s-au dovedit a fi profund greșite.

Din experiența fabricației de MMMT și a urmăririi în exploatare a acestora, a rezultat că cel mai important element constructiv al acestora îl reprezintă rotorul, atît sub aspectul dificultăților care apar în procesul de fabricație (prelucrări mecanice de foarte înaltă precizie, montajul pieselor conjugate, echilibrări etc.), cît și al fenomenelor aleatoare care apar la turațiile de funcționare.

Atunci cînd se cercetează precizia necesară fabricației, echilibrarea și montajul rotoarelor, din punct de vedere al sarcinilor dinamice (vibroacțiunea rotorului), în lagăre, trebuie luați în considerație, în principal, următorii factori :

a — dezechilibrul rezidual al rotorului, după ce acesta a fost supus la operația de echilibrare ;

b — dezechilibrul rotorului, ca rezultat al dezechilibrării în procesul de exploatare ;

c — excentricitatea rotorului datorită gradienților de temperatură rezultați din procesul de exploatare ;

d — încovoierea axului ;

e — abateri de la coaxilitate a axului ;

f — anizotropia rotorului ;

g — ovalitatea pivotului în lagărele de alunecare (rulmenți) ;

h — defectarea pieselor rulmenților oscilanți ;

i — neuniformitatea întrefierului de răcire a mașinii ;

j — elemente care determină autooscilația rotorului (forțele interioare de frecare în materialul rotorului și forța care acționează asupra stratului de ungere în pivot) ;

k — alți factori care au caracter neregulat.

Utilizînd calculul probabilităților, în cazul în care se consideră m factori q_i ($i = 1, 2, 3 \ldots m$), se poate determina valoarea medie a sarcinilor dinamice R_i, și pe această bază, reducerea nivelului sarcinilor dinamice poate fi atinsă urmînd două căi :

a — reducerea numărului caracteristicilor aleatoare ale factorilor q_i, ceea ce implică creșterea preciziei de execuție-echilibrare și montaj ;

b — schimbarea dependenței între R_i și q_i, ceea ce implică schimbarea caracteristicilor elastice și inerțiale ale sistemului-rotor (modificarea dimensiunilor rotorului, folosirea lagărelor de alunecare necilindrice, utilizarea lagărelor elastice etc.).

Pentru actualele întreprinderi de profil, cu o dotare de înaltă tehnicitate, prima cale este practic epuizată [16], creșterea în continuare

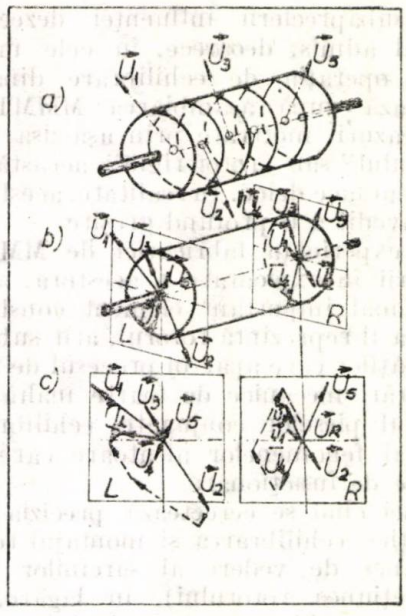
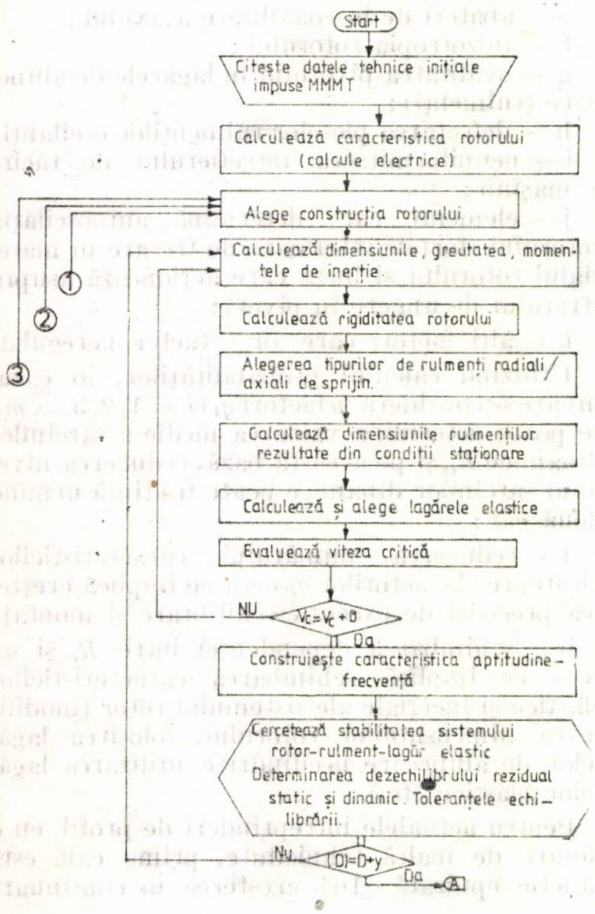


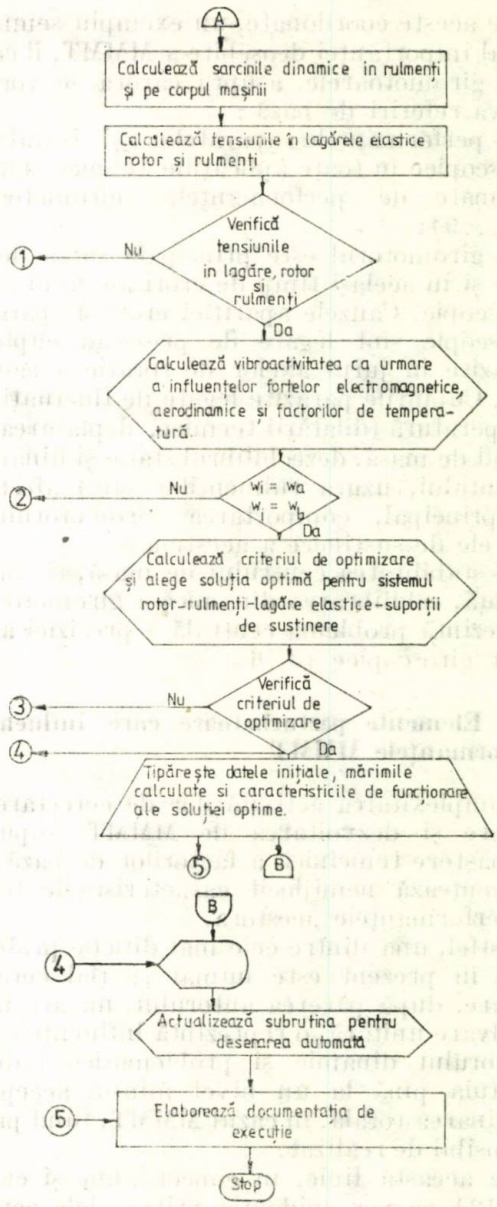
Fig. 2. Compunerea dezechilibrelor parțiale în două componente situate în plane extreme (U_1 și U_r).

Anexa nr. 1

ALGORITM

pentru optimizarea proiectării de noi MMMT





a preciziei de prelucrare neoferind un progres substanțial în reducerea vibroactivității rotorului.

În anexa 1 se propune o metodologie de calcul pentru elaborarea de noi MMMT și respectiv pentru reproiectarea unor MMMT deja fabricate, dar a căror performanțe trebuie îmbunătățite. Legat de aceste metodologii sînt în curs de elaborare programe de calcul pentru proiectarea automată, acestea urmînd a face obiectul unor comunicări ulterioare.

3. Determinarea dezechilibrului dinamic

3.1. Determinarea prin calcul a dezechilibrului dinamic

Fie dat un rotor cilindric rigid R. Acesta poate fi descompus, conform figurii 2 a, într-o mulțime de secțiuni infinit mici, paralele între ele, avînd fiecare cîte un dezechilibru parțial U_i.

Acești vectori U_i pot fi compuși, doi cîte doi, aplicînd reguli de mecanică privind compunerea și descompunerea forțelor, astfel că toate aceste dezechilibre parțiale se reduc, conform figurii 2 b, la numai două dezechilibre U_1 și U_r, situate în planele de referință L și R ale solidului.

Comparînd figura 2 a și figura 2 b, se observă cum dezechilibrele parțiale U_1, U_2, $U_3 \ldots U_i$ pot fi corectate dacă în planele de referință L și R se reduc dezechilibrele echivalente U_1 și U_r.

În practică, această operație se numește „operație de echilibrare dinamică", iar planele L și R se numesc „plane de separare". Operația în sine se poate face fie prin adaos de material, fie prin scoaterea acestuia. În general, echilibrarea dinamică a MMMT este o operație tehnologică de mare complexitate tehnică, ca presupunînd utilaje, aparatură și personal specializat, acest lucru datorîndu-se, în principal, caracteristicilor tehnice ale MMMT, valorii foarte mici a dezechilibrului rezidual admisibil, turațiilor foarte ridicate la care lucrează acestea și cerințelor privind asigurarea unei productivități corespunzătoare pentru fabricația de serie mare. După opinia autorului și ținînd seama de cele de mai sus, singura cale rațională pentru asigurarea reducerii dezechilibrului dinamic al MMMT pînă la o valoare comparabilă cu cea a dezechilibrului rezidual admis, o reprezintă scoaterea de material utilizînd electrotehnologii avînd la bază laserul și comanda prin microprocesoare specializate [20, 21].

Dezechilibrul dinamic al unui rotor este complet determinat atunci cînd se cunosc valoarea dezechilibrului și unghiul de dezechilibru. Valoarea dezechilibrului dinamic trebuie să fie întotdeauna mai mică decît valoarea dezechilibrului rezidual admisibil, aceasta calculîndu-se conform relației :

$$U = m \cdot r, \text{ g} \cdot \text{mm}, \tag{3.1}$$

unde :

m este masa de dezechilibru, în g ; r — distanța de la masa de dezechilibru pînă la axa de rotație, în mm.

În funcție de turația de lucru și greutatea rotorului, precum și de domeniul de utilizare al MMMT, se impun diferite grade de calitate a echilibrării rotorului, conform relației :

$$e \leqslant \frac{10\,000}{n} \cdot G, \tag{3.2}$$

unde :

G este gradul de calitate a echilibrării ;
n — turația rotorului, în rot/min ;
e — dezechilibrul specific, acesta reprezentînd raportul dintre echilibrul rezidual admisibil U și masa rotorului M, exprimată în kg.

Valorile admise pentru dezechilibrul rezidual specific, în funcție de turația nominală n și diferite grade de echilibrare, precum și de domeniile de utilizare ale MMMT, pot fi determinate cu ajutorul diferitelor tabele și nomograme elaborate special în acest sens. Un exemplu se prezintă în figura 3. Ținînd seama de cele menționate în capitolul 2 gradul de echilibrare, a MMMT, din experiența autorului, este, fără excepție, G 0,4.

De remarcat faptul că, pentru rotoarele rigide, compensarea dezechilibrului trebuie să se facă în două plane de corecție, iar la rotoarele în formă de disc, la care raportul dintre dimensiunea axială a rotorului L și diametrul lui D satisface relația $L/D = 0{,}2$, se admite un singur plan de corecție [18, 19].

Pe baza elementelor menționate anterior și ținînd seama de faptul că tehnologiile de fabricație a MMMT pun o serie de probleme diferite de cele ale fabricației mașinilor electrice normale, așa cum se subliniază și în [16, 22], documentația de bază sau documentația tehnologică a MMMT trebuie să precizeze clar toate elementele necesare pentru reducerea valorii dezechilibrului dinamic pînă la valoarea determinată prin calcul.

Numai simpla specificație pe desenele de execuție a operației de „echilibrare dinamică" nu este suficientă, trebuie ca în mod obligatoriu să se indice : dezechilibrul rezidual maxim admis (în g · mm) pentru fiecare din planele de separare ; viteza de echilibrare ; planele de compensare ; planele palierelor (lagărelor) ; natura palierelor (lagăre axiale, lagăre de alunecare, utilizarea lagărelor proprii, locaș pentru broșă, locaș pentru arbori intermediari etc.) ; natura antrenării ; amplasarea pe piesa asupra căreia se face compensarea ; mijlocul folosit pentru compensarea dezechilibrului.

Neluarea în considerație a implicațiilor pe care le poate genera dezechilibrul dinamic face să existe numeroase situații în care MMMT, deși supuse operației de echilibrare dinamică, să nu corespundă nivelului de vibrații necesar, sau după proba de anduranță, să nu mai fie asigurate nici celelalte performanțe impuse, aceasta cu atît mai mult cu cît actualele STAS-uri nu fac referiri la nivelele admisibile de vibrații și metode de măsurare a acestora pentru sistema de MMMT.

În același context este important să se menționeze și implicațiile care apar datorită subaprecierii de către utilizatorii MMMT (constatare valabilă și pentru motoarele de uz general) a importanței echilibrării dinamice a MMMT. Astfel, aceștia montează pe axul MMMT diferite sarcini care, în general, sînt neechilibrate în mod corespunzător. De asemenea, nu se iau în considerație toate influențele jocurilor din cuplajele MMMT cu sarcina acestora sub aspec-

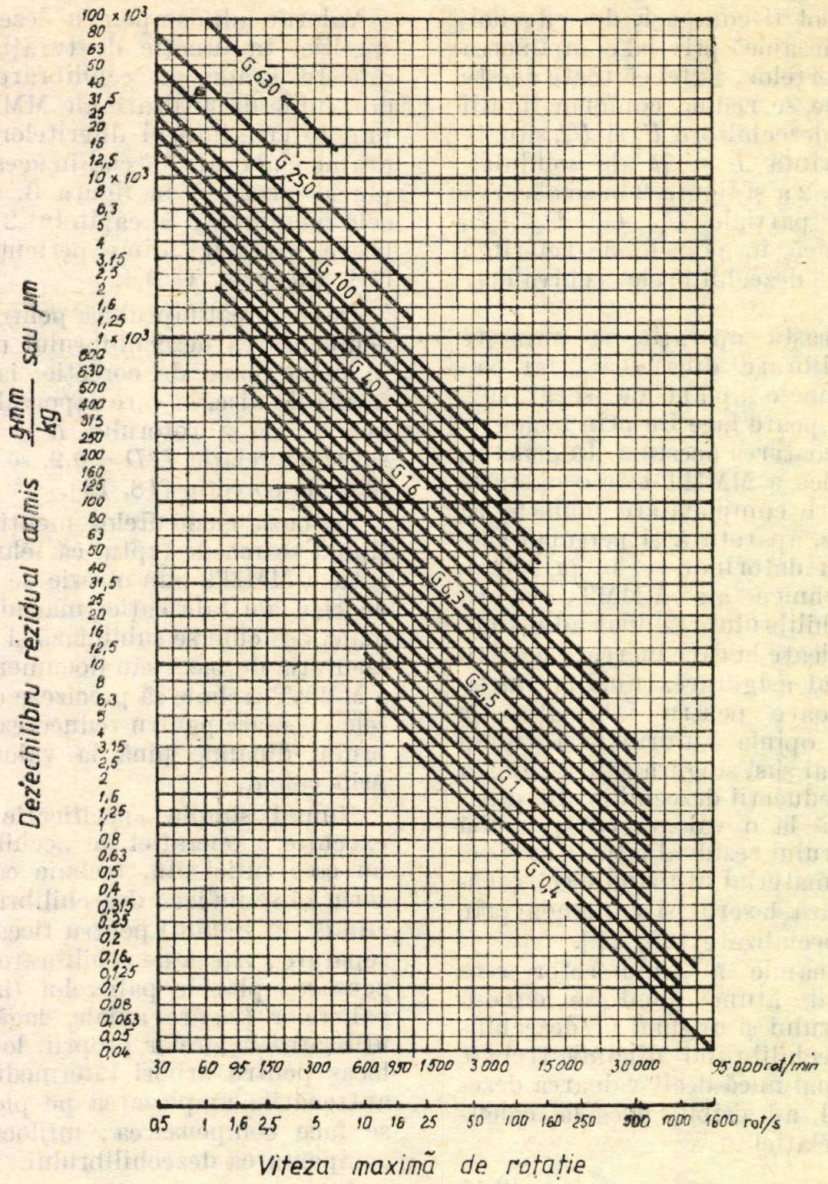


Fig. 3. Nomograma pentru determinarea dezechilibrului dinamic rezidual.

tul echilibrării dinamice a ansamblului. Ca urmare, se constată uzura prematură a MMMT şi se reclamă ca atare, necunoscîndu-se adevăratele cauze şi anume, vibroacţiunile generate de către sarcinile neechilibrate şi montate incorect, ceea ce determină depăşirea dezechilibrului dinamic admis.

3.2. Determinarea experimentală a dezechilibrului dinamic

Un dezechilibru dinamic oarecare, aşa cum s-a văzut în capitolul 1, este complet determinat atunci cînd se cunosc : mărimea dezechilibrului şi unghiul de dezechilibru, astfel încît efectuarea operaţiei de echilibrare presupune existenţa :

— sistemului de măsurare a dezechilibrului dinamic şi a

— sistemului de compensare a dezechilibrului dinamic (adaos sau scoatere de material).

Indiferent de tipul sistemelor de măsură, acesta trebuie să dispună de cele mai adecvate metode de măsură, reglaje ale instalaţiei de măsură, dispozitive pentru asigurarea preciziilor impuse, accesorii periferice.

Alegerea sistemului de măsură prezintă, de regulă, o opţiune a utilizatorului. În acest sens autorul propune, în concordanţă şi cu [22], criteriile menţionate în tabelele 1, 2, 3, 4.

Alegerea sistemului de corectare a dezechilibrului dinamic reprezintă o opţiune care, în general, trebuie să aibă în vedere un minim obligatoriu de criterii şi anume : productivitatea, precizia, simplitatea şi calificarea personalului.

Tabelul 1

Criterii pentru alegerea modului de indicare

Criterii mod de indicare	Măsurare vectorială	Măsurare în componente		Mărimea și poziția unghiulară separate				
		analogice	digitale	Mărimea		Poziția unghiulară		Stroboscopic
				analogic	digital	analogic	digital	
Precizia indicației	+	+	++	+	++	−	+	−−
Memorarea indicației	+	+	+	+	+	+	+	−
Universalitatea	++	−−	−−	−	−	−	−	−
Observarea dezechilibrului variabil	++	−	−	−	−	−	−	−
Preț	−−	+	+	+	−	+	−	++
Clasificarea personalului utilizator	+	+	++	+	++	+	++	−
Claritatea indicațiilor	++	−	−	+	−	+	−	−
Timpul de măsurare	+	+	++	+	++	+	++	−
Adaptarea la fabricația de serie	+	+	−	+	+	++*	+	−

* cu retur în poziția mediană.
++ F. bun; + bun; − rău; −− f. rău.

Tabelul 2

Criterii pentru alegerea modului de măsurare

Criterii mod de măsurare	Filtru	Redresare comandată	Wattmetru
Utilizarea normală pentru obținerea egalității de echilibrare	G 2,5	G 1	G 0,4 și mai bun
Precizia	−	+	++
Gamă de viteze	−	+	+
Măsurare cu viteze variabile	−	+	+
Utilizare simplă	−−	+	+
Preț	++	+	−
Raportul tolerat între zgomotul parazit și zgomotul util	−	+	−

++ F. bine; + bine; − rău; −− f. rău.

Tabelul 3

Criterii pentru alegerea modului de reglaj

Criterii mod de reglaj	Reglaj cu rotor etalon	Reglaj cu compensator electric	Reglarea dimensiunilor geometrice ale rotorului
Rapid pentru programe variate	−−	−	++
Rapid pentru fabricația în serie	+	+	+
Simplu în prezentarea unui program variat	−−	−	++
Simplu pentru fabricația în serie	+	+	+
Precizie	+	++	+
Folosire universală	−	+	+
Preț	++	+	+
Indicații posibile pentru toate sistemele de unități practice	+	+	−

++ F. bine; + bine; − rău; −− f. rău.

Pentru sistema de MMMT și, în mod deosebit, pentru giromotoare și microturbogeneratoare (date fiind complexitatea tehnică și importanța lor în aparatura în care se utilizează, la care gradul de calitate al echilibrării este în exclusivitate G 0,4), sistemele de măsurare și corectare a dezechilibrului dinamic sînt de mare complexitate și necesită un personal de înaltă calificare.

Admițînd că sînt asigurate aceste două condiții, din experiență a rezultat că durata medie a unei echilibrări dinamice a unui giromotor este de circa 2,5 ore. Pentru fabricația unui singur tip de giromotor, la un nivel mediu de circa 500 buc/an, rezultă că numai pentru operația de echilibrare dinamică sînt necesare cinci luni de zile, lucrîndu-se într-un singur schimb.

Această problemă a devenit în prezent foarte critică, datorită atît numărului mare de tipodimensiuni și nivelului ridicat al fabricației/an, cît și a disponibilităților limitate de instalații specializate pentru echilibrarea dinamică.

Criteriile din tabelele 1, 2, 3, 4, fiind revelatoare pentru o imagine corectă a domeniului echilibrării dinamice a MMMT, autorul apreciază că problema productivității și calității operațiilor de echilibrare dinamică a MMMT poate fi soluționată numai prin cercetarea și dezvoltarea de noi tehnologii neconvenționale de echilibrare și extracție material, în special cele bazate pe laser [20, 21, 23, 24, 25], care să fie implementate în sistemele destinate echilibrării dinamice a MMMT.

Operații și procedee pentru măsurarea dezechilibrului dinamic *Tabelul 4*

Mod de reglaj / Procedeu de măsurare	Reglaj cu rotor-etalon			Reglaj cu compensator electric			Reglaj după dimensiuni geometrice			Mod de indicare	
	Filtre	Redresare comandată	Wattmetru	Filtre	Redresare comandată	Wattmetru	Filtre	Redresare comandată	Wattmetru		
			*			*			*	vectorială	vectorial
		*	*		*	*			*	analogică	măsurarea în componente
			**			**			**	digitală	
	*	*	**		*	**	**	*	**	mărime analogică	indicarea separată a mărimii și a poziției unghiulare
			**			**			**	mărime digitală	
		*	**		*	**				poziție unghi analog	
			**			**		*	**	poziție unghi digital	
	*									poziție unghi strobosc.	

* — Echipamente în fabricație de serie.
** — Echipamente ce se pot livra la cerere.

Pentru a răspunde unei cerințe stringente de cercetare și producție, în I.C.P.E. [26], s-a elaborat un echipament care permite echilibrarea dinamică a rotoarelor, astfel încît acesta să poată fi utilizat și pentru cercetarea-dezvoltarea de MMMT, dar și pentru o fabricație de serie mică, specifică microproducției în condițiile asigurării unor nivele acceptabile pentru productivitate, preț, precizie și calificarea personalului.

Schema-bloc a echipamentului este prezentată în figura 4.

Pentru măsurarea dezechilibrului dinamic se utilizează un traductor de accelerații tip TPA 2—05 (fabricație I.C.P.E.), care asigură determinarea vibrațiilor pe lagărele rotorului (direcția OX este perpendiculară pe axa de rotație). Valoarea vitezei de vibrație se citește direct pe instrumentul indicator I al aparatului. Valoarea citită (v) este proporțională cu dezechilibrul (D) produs de o masă excentrică (m) aflată la distanța (r) de axul rotorului, conform relației:

$$D = m \cdot r = k \cdot v. \qquad (3.3)$$

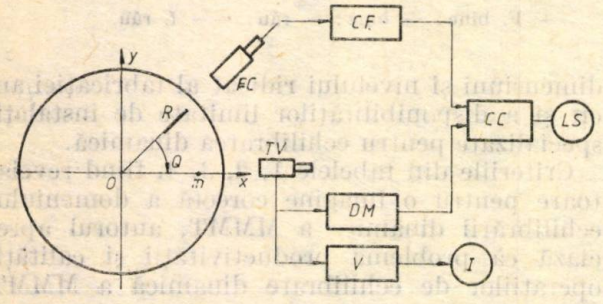


Fig. 4. Schema-bloc a instalației pentru echilibrare dinamică: R — reper; FC — fotocaptor; m — masa dezechilibrantă; $om = r$ — distanța masei dezechilibrante față de ax; TV — traductor de vibrație; DM — circuit detector de maximum; CF — circuit formator de impulsuri; CC — circuit de coincidență; V — circuit pentru măsurarea nivelului de vibrație; LS — lampă de semnalizare; I — instrument indicator.

Măsurarea dezechilibrului, în vederea compensării lui, presupune în continuare determinarea factorului de etalonare k din relația (3.3), precum și determinarea poziției unghiulare (unghiul Rom) a masei m.

Pentru determinarea valorii mărimii m este suficientă măsurarea dezechilibrului (D) pentru că valoarea mărimii r este determinată de construcția rotorului.

Determinarea poziției unghiulare a dezechilibrului se poate face avînd în vedere următoarele:

— la fiecare trecere a reperului R, de pe circumferința rotorului, prin dreptul fotoreceptorului FC se produce un impuls I_1 care se aplică pe una din intrările circuitului de coincidență CC;

— trecerea masei de dezechilibru m prin axa OX, coincide cu momentul de maxim pozitiv al elongației pe direcția OX, moment sesizat

de circuitul detector de maxim DM, care răspunde printr-un impuls I_2 ce se aplică la cealaltă intrare a circuitului de coincidență CC;

— atunci cînd impulsurile I_1 și I_2 coincid, unghiul dintre fotoreceptorul FC și axa OX este egal cu unghiul dintre reperul R și masa de dezechilibru m. În această situație circuitul de coincidență CC comandă aprinderea lămpii de semnalizare LS;

— măsurarea unghiului Rom se face prin deplasarea fotoreceptorului FC pe circumferința rotorului, astfel încît să se obțină aprinderea lămpii de semnalizare LS.

Pentru măsurarea dezechilibrului dinamic (D) se procedează astfel:

— se desenează pe rotorul de echilibrat reperul R sub forma unei dungi radiale albe cu lățimea de circa 1 cm. Raza OR va constitui originea unghiurilor de poziție a dezechilibrelor;

— se antrenează motorul în mișcarea de rotație și se măsoară viteza de vibrație v (mm/s). Se determină unghiul Rom de poziție al dezechilibrului prin poziționarea fotoreceptorului FC, astfel încît să se obțină aprinderea lămpii LS;

— se oprește rotorul din mișcarea de rotație, se trasează raza OM și pe aceasta se implantează o masă de încercare cunoscută $g_1(g)$ la distanța cunoscută r_1(MM) de axul de rotație. Se pune în mișcare rotorul și se măsoară viteza de vibrație v_1 (mm/s) în noua situație. Raportul $m_1 \cdot r_1/v_1 - v$ reprezintă factorul de etalonare k;

— dezechilibrul dinamic va fi deci $D = k \cdot v$, exemplu:

— inițial s-a determinat $v = 20$ mm/s și raza vectoare OM;

— după implantarea masei de încercare au rezultat $m_1 = 20$ g la distanța $r_1 = 100$ mm pe raza OM și viteza de vibrație $v_1 = 30$ mm/s;

— factorul de etalonare va fi:

$$K = \frac{20 \times 100}{30 - 20} = 200;$$

— dezechilibrul dinamic inițial va fi $D = k \cdot v = 200 \times 20 = 4\,000$ g · mm.

Cunoscînd valoarea dezechilibrului dinamic (D), determinată ca mai sus și valoarea razei r, determinată de construcția rotorului, cu ajutorul relației (3.3) se determină valoarea masei m care a produs dezechilibrul. Compensarea acesteia, pentru actuala configurație a echipamentului realizat, se face tot prin operații succesive de găurire și pilire, pînă la atingerea valorilor impuse pentru echilibrarea dinamică.

Cele mai moderne echipamente cu ajutorul cărora se pot echilibra dinamic MMMT [22, 25, 27], sînt prevăzute cu sisteme de măsurare a valorii și unghiului dezechilibrului prin citirea rapidă și directă a acestora. Compensarea dezechilibrului determinat se face însă tot manual.

Ca o dezvoltare a echipamentului prezentat anterior, autorul propune o variantă care vizează atît automatizarea operațiilor privind măsurarea dezechilibrului dinamic (tabelul 4), cît mai ales a operației de compensare a acestuia.

De asemenea, se are în vedere și faptul că acest echipament, cu adaptări minime, să poată fi implementat într-o linie de fabricație a giromotoarelor și, în general, a oricărui tip de MMMT, ca și pentru controlul automat al calității acestora, în cadrul unor linii de fabricație robotizate.

Pentru operația de compensare automată a dezechilibrului dinamic, electrotehnologiile neconvenționale, care se utilizează de regulă în lucrările mecanice (ultrasunete, electroforeză, descărcări electrice etc.), nu pot fi utilizate deoarece nu se asigură precizia necesară, gabaritele și prețurile sînt mari, presupun instalații anexe relativ complicate.

În concordanță și cu semnalările bibliografice [28, 29], autorul apreciază că numai electrotehnologiile bazate pe aplicații ale laserului se pot folosi pentru automatizarea operației de compensare a dezechilibrului dinamic, în condițiile asigurării unei eficiențe maxime din punct de vedere al productivității, reducerii costurilor și creșterii preciziei necesare.

Avînd în vedere cele menționate în capitolul 1, ca și faptul că pentru compensarea dezechilibrului dinamic al giromotoarelor greutatea medie a materialului care trebuie extras are valoarea de:

— $1 \div 3$ grame, în prima fază a echilibrării grosiere;

— $3 \div 5$ mg, în faza echilibrării finale, iar diametrul zonei de extragere este cuprins între $1 \div 2{,}5$ mm, rezultă că, un laser comandat în durata și frecvența impulsurilor reprezintă soluția optimă pentru efectuarea controlată a acestei operații.

De altfel, această concluzie este argumentată în plus și de următoarele considerente:

— fabricația laserilor în țară este, în general, bine stăpînită și la prețuri relativ mici;

— laserii cu corp solid, în special cei cu bară de sticlă dopată cu Nd, au atins puteri de ordinul 10 MW, cu durata impulsurilor de circa 30 ns și frecvența (la puterea maximă) de circa $8 \div 10$ impulsuri/minut;

— cu puteri de impuls de circa $10^3 \div 10^4$W se obțin frecvent alezaje, de exemplu în Al, cu adîncimi cuprinse între $0{,}1 \div 4$ cm și diametre între $0{,}02 \div 1$ mm;

— extragerea de material prin vaporizarea acestuia, în condițiile în care rotorul MMMT se află în rotație, asigură o productivitate ridicată, nemaifiind necesară oprirea repetată a MMMT, eliminîndu-se, în același timp, subiectivitatea și riscul rebuturilor generate de personalul care execută operația de compensare a dezechilibrului dinamic.

De asemenea, această tehnologie asigură o bună protecție a personalului împotriva particulelor de material, care sînt expulzate cu viteze

de peste 200 km/h, dacă acestea s-ar extrage prin metode clasice de găurire sau frezare;

— tehnologiile de prelucrare cu laser permit:

— prelucrări dintre cele mai fine, în locuri și unghiuri imposibil de rezolvat prin alte tehnologii, fără a se influența și schimba caracteristicile zonelor adiacente prelucrării;

— eliminarea operațiilor, uneori deloc simple, de întreținere, curățenie, ungere etc.;

— operația de compensare a dezechilibrului dinamic prin vaporizarea materialului, cu ajutorul generatoarelor laser, poate fi în totalitate automatizată prin microprocesoare [20, 25, 28].

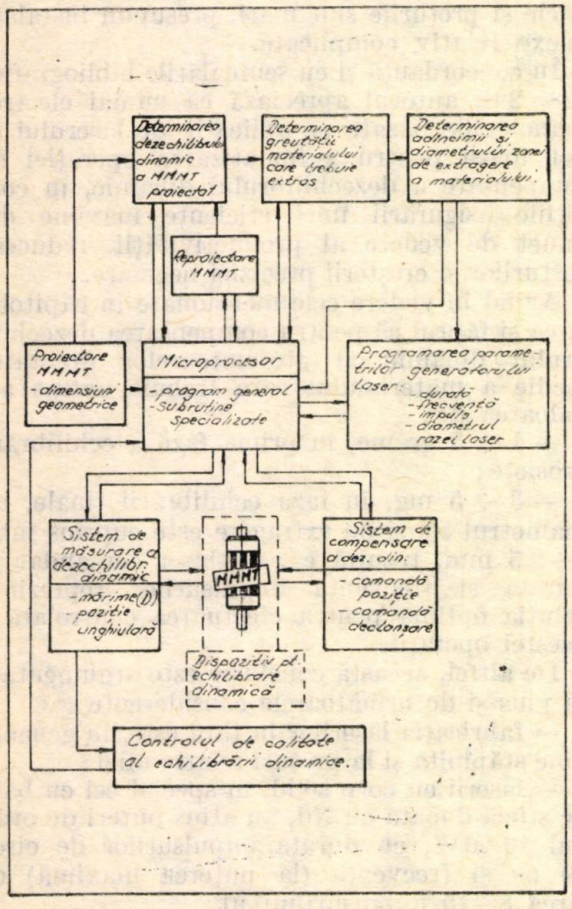


Fig. 5. Schema-bloc a algoritmului și echipamentelor pentru echilibrare dinamică a MMMT utilizînd electrotehnologii cu laseri.

Avînd în vedere considerentele de mai sus, autorul propune un algoritm care stă la baza echipamentului ce urmează a se realiza în I.C.P.E.-București, schema-bloc a acestuia fiind prezentată în figura 5, detalii explicative nefiind oportune la această dată.

Programul general de microprocesare, precum și subrutinele aferente acestuia, urmează a fi validat atît prin modelări teoretice cît, mai ales, prin investigații experimentale. În acest sens este în intenția autorului de a dezvolta diferite module complementare echipamentului de bază, astfel încît toată sistema de MMMT (indiferent de lagărele acestora, rulmenții sau lubrifierea cu gaze) să poată fi echilibrată dinamic în cele mai eficiente condiții de precizie, productivitate și preț.

4. Concluzii

Cerințele rezultate din procesul de producție, în special cele legate de calitatea produselor și de productivitate, necesită ca proiectarea și organizarea fabricației de MMMT să țină seama, necondiționat, de fenomenele generate de dezechilibrul dinamic al acestora.

Pentru asigurarea fiabilității MMMT în exploatare trebuie să se acorde o mai mare atenție modului în care se cuplează sarcinile pe axul MMMT, în acest caz măsurile pentru echilibrarea dinamică a ansamblului fiind determinante; experiența arătînd că neglijarea acestui lucru a dus la scoaterea prematură din funcțiune a unor aparate și instalații de mare importanță și complexitate.

Pentru echilibrarea dinamică a MMMT, actualele echipamente necesită a fi modernizate și specializate pentru acest scop, electrotehnologiile bazate pe aplicații ale laserului oferind o soluție optimă pentru aceasta.

Metodologiile de determinare, prin calcul și experimental, a dezechilibrului dinamic admis pentru MMMT, algoritmele pentru proiectarea MMMT, condiționate de asigurarea dezechilibrului rezidual admis, precum și echipamentul automatizat pentru echilibrare dinamică cu laser, propuse în lucrare, pot constitui după părerea autorului o bună bază de plecare pentru dezvoltarea în continuare a domeniului.

Bibliografie

[1] *Konstas, G.* Entwicklung einer asyncron-drehstrom-kleinmaschine für drehzahlen bis 350 000 min^{-1}. Teza de doctorat. Stuttgart, Universitatea din Stuttgart, 1980.

[2] * * * Documentație internă ICPE-S 25, S 45, București, 1981—1986.

[3] *Comanescu, N.* Studiu teoretic și experimental al giromotorului electric. Teză de doctorat ,Brașov, Universitatea din Brașov, 1984.

[4] * * * Catalog prețuri ICPE, 1985.

[5] * * * Catalog tehnici speciale, ICPE, 1985.

[6] *Delektorskii, B. A.,Mastieev, N. Z.* Proiektirovanie ghiroskopiceskih elektrodvigatelei. Mașinostroenie. Moskva, 1968.

[7] *Sepelev, N. I.* Sborka, regulirovka i ispitanie ghiroscopiceskih priborov. Mașinostroenie. Moskva, 1977.

[8] * * * Gyroscopes et gyrometres, un marche en mutation. Interavia, septembrie, 1982, p. 988—989.

[9] *Mihailov, D. C., Dorofeev, I. T.* Elektronavigaţionnie pribori. Gosudarstvennoe izdatelictvo vodnova transporta. Moskva, 1953.

[10] *Erdley, H.F.* Spin compled angular rate sensitive inertial sensors with mouting structure and method of fabricating and mouting same. Patent USA nr. 4. 082.005, 1978.

[11] *Sand, M.* Maşini electrice speciale. Vol. **1**. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1963. p. 173.

[12] *Nicolaide A., Scutaru, Gh., Comănescu, N.* Stabilirea unei metodici de calcul pentru optimizarea giromotoarelor. In : EEA-Electrotehnica **27**, 1979, nr. 8, p. 329—333.

[13] *Nicolaide, A.* Maşini electrice. Vol. **1**. Craiova, Editura Scrisul Românesc, 1975.

[14] *Lazu, C., Corlăţeanu, V.* Maşini electrice. Bucureşti, Editura Didactică, şi Pedagogică, 1962.

[15] *Arendt, V. P., Sevent, K. D.* Practica slediascih sistem. Gosenergoizdat, Moskva, 1962, p. 375—398.

[16] *Kelizon, A. C., ş.a.* Rasciot i konstructirovanie rotornih maşin. Maşinostroenie, Leningrad, 1977.

[17] *Kostenko, M., Piotrovski, L.* Machines electriques. Moskva, Editura MIR, 1969.

[18] * * * STAS 10728-76. Echilibrarea corpurilor în rotaţie. Terminologie.

[19] * * * STAS 11456-80. Maşini electrice rotative. Dezechilibrul rezidual al rotoarelor. Valori admise şi metode de determinare.

[20] *Tănăsescu, F. T.* Utilizarea laserului în procedee tehnologice moderne. Bucureşti. Institutul Politehnic Bucureşti, 1984.

[21] *Savii, Gh.* Laseri. Timişoara, Editura Facla, 1981.

[22] * * * Catalog al firmei Schenck, 1980.

[23] *Doicaru, Vl., Niculescu, Cl. R.* Laseri cu semiconductori şi aplicaţii. Bucureşti, Editura Tehnică, 1978.

[24] *Stehling, K, R.* Lasers and their applications. Cleveland USA, 1966.

[25] *Jerrard, H. G.* Conference proceedings, Elektro-optics-laser. International 80 UK, Brigton, 1980.

[26] * * * Studiu de laborator ICPE, Instalaţii destinate controlului vibraţiilor, Bucureşti, 1985.

[27] * * * Catalog Stankoimport, URSS, 1980.

[28] *Conrad, H., Krampitz, R.* Elektrotchnologie. VEB Verlag Tehnik, Berlin, 1983.

[29] * * * Mesures dynamiques d'inclinaisions par gyroscope. Mesures-Regulation-Automatisme, Paris, septembrie, p. 39—41.

[30] *Urdăreanu, T.* Asigurarea tehnică de blindate şi autotractoare. Bucureşti, Editura militară, 1980, p. 224.

[31] *Razuliskis, K. M.* Vibrationnie preobrazovateli dvijenia. Maşinostroenie. Leningrad, 1984.

[32] *Danilov, A.A.* Senzornie ustroistva avtomatov (controlja i sborki). Maşinostroenie. Leningrad, 1984.

CZ 621.317.784 : 651.926

WATTMETRU TERMOBIMETALIC
TRADUCTOR HALL DE UNGHI

Posibilitatea realizării unui wattmetru termobimetalic cu traductor Hall de unghi

AVRAM HELER* — TIMIŞOARA

Introducere

Wattmetrul termobimetalic este un aparat la care se foloseşte termobimetalul sub formă de spirală, aparatul indicînd direct, pe un ecran gradat, puterea electrică activă dintr-un circuit electric [1, 2], utilizînd un sistem de transmisie a mişcării de rotaţie, destul de complicat. Folosind traductorul Hall de unghi se elimină acest sistem de transmisie, traductorul transformînd mişcarea de rotaţie într-o tensiune electrică, proporţională cu puterea activă.

1. Wattmetrul termobimetalic

Un astfel de wattmetru este reprezentat schematic în figura 1, şi conţine [1, 2] în principiu :

— o spirală termobimetalică (*a*) de rezistenţă r_1 încălzită prin trecerea curentului i_1 ;

— o a doua spirală termobimetalică (*b*), de rezistenţă r_2, încălzită prin trecerea curentului i_2 ;

— axul (*c*), asupra căruia acţionează, în sensuri opuse, capetele libere ale celor două spirale ;

— sistemul de transmisie şi acul indicator (*d*) ce se deplasează în faţa unui cadran (*e*) gradat direct în watt ;

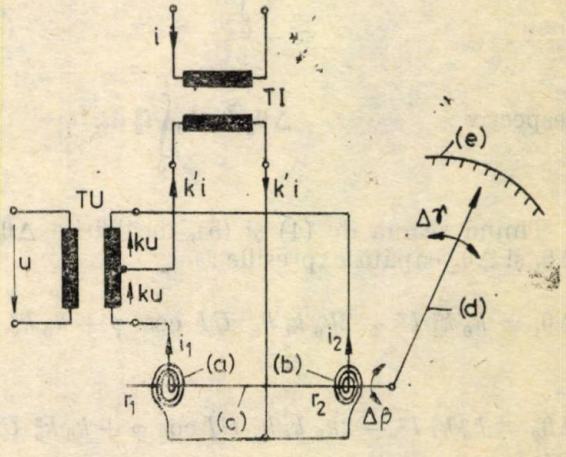


Fig. 1. Schema electrică a wattmetrului termobimetalic

— un transformator de curent *TI* şi unul de tensiune *TU*.

Folosind teoremele lui Kirchhoff, pe baza schemei din figura 1 se poate scrie :

$$ku + ku = -r_2 i_2 + r_1 i_1, \qquad (1)$$

* Prof. dr. ing. *Heler, A.* — Facultatea de Electrotehnică, Institutul Politehnic — Timişoara.

$$k'i = i_1 + i_2,$$

sau :

$$2ku = r_1 i_1 - r_2 i_2,$$

$$k'i = i_1 + i_2,. \qquad (2)$$

Constructiv se poate asigura ca $r_1 = r_2 = r$, rezultînd :

$$2ku = ri_1 - ri_2, \qquad (3)$$

$$k'i = i_1 + i_2.$$

Rezolvînd sistemul de ecuații (3) se obțin curenții i_1 și i_2 sub forma :

$$i_1 = k_i i + k_u u, \qquad (4)$$

$$i_2 = k_i i - k_u u,$$

în care :

$$k_i = \frac{k'}{2}\ ;\ k_u = \frac{k}{r}\ ;\ u = \sqrt{2}\, U \sin \omega t\ ;$$

$$i = \sqrt{2}\, I \sin(\omega t - \varphi). \qquad (5)$$

Încălzirea spiralelor $\Delta\theta = \theta - \theta_0$ (θ — temperatura spiralei, θ_0 — temperatura mediului ambiant) este proporțională cu valoarea medie a patratelor curenților, adică :

$$\Delta\theta_1 = k_\theta \int_0^T i_1^2\, dt,$$

respectiv :

$$\Delta\theta_2 = k_\theta \int_0^T i_2^2\, dt. \qquad (6)$$

Ținînd seama de (4) și (5), încălzirile $\Delta\theta_1$ și $\Delta\theta_1$ și $\Delta\theta_2$ capătă expresiile :

$$\Delta\theta_1 = k_\theta k_i^2 I^2 + 2k_\theta k_i k_u\, UI \cos\varphi + k_\theta k_u^2 U^2, \qquad (7)$$

$$\Delta\theta_2 = k_\theta k_i^2 I^2 - 2k_\theta k_i k_u\, UI \cos\varphi + k_\theta k_u^2 U^2.$$

Avînd în vedere, că la spirala bimetalică de formă elicoidală unghiul de deviere $\Delta\beta$ (unghi de rotire), a capătului liber al spiralei, în cazul unei încălziri $\Delta\theta$ este [1, 2] proporțional cu aceasta, se poate scrie :

$$\Delta\beta_1 = k_\beta . \Delta\theta_1\ ;\ \Delta\beta_2 = k_\beta . \Delta\theta_2. \qquad (8)$$

Deoarece spiralele (a) și (b) acționează asupra axului (c) în sensuri opuse, unghiul de deviere rezultant va fi :

$$\Delta\beta = \Delta\beta_1 - \Delta\beta_2 = k_\beta (\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2). \qquad (9)$$

Înlocuind încălzirile cu valorile lor date în relația (7) se obține.

$$\Delta\beta = 4k_\beta k_\theta k_i k_u\, UI \cos\varphi = K_p \cdot UI \cos\varphi = K_p \cdot P \qquad (10)$$

și, drept urmare, pe scara gradată (e), acul indicator (d) va indica o deviație $\Delta\gamma = \Delta\beta$ proporțională cu puterea activă consumată în circuitul monofazat alimentat cu tensiunea $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$ și parcurs de curentul $i = \sqrt{2}\, I \sin(\omega t - \varphi)$. Scara ($e$) poate fi gradată direct în watt.

2. Traductorul Hall de unghi

Cu ocazia altor lucrări [4, 5] autorul a tratat în detaliu multiplicatorul Hall, a cărui schemă este reprezentată în figura 2. Tensiunea măsurată de milivoltmetrul mV, are [4, 5] expresia :

$$U_H = K_H I_c B_n, \qquad (11$$

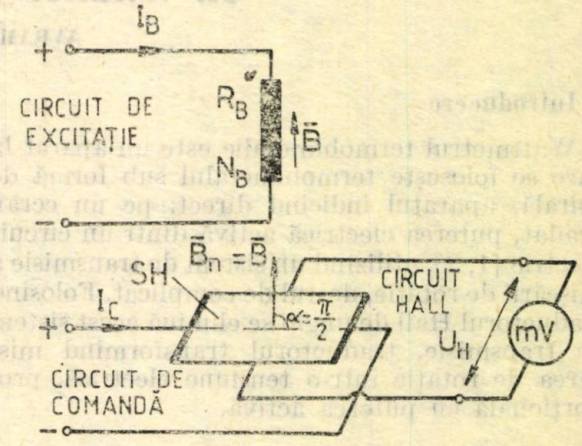


Fig. 2. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

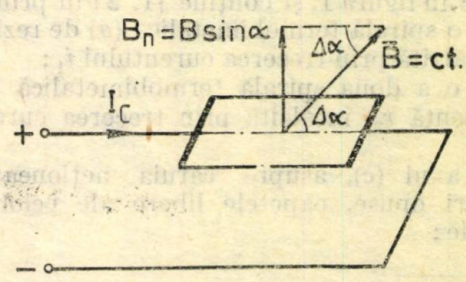


Fig. 3. Poziția sondei Hall față de B = const.

în care :

U_H — tensiunea Hall, în V ;

K_H — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în $m^2/A.s$;

I_c — curentul de comandă, în A ;

B_n — componenta normală la suprafața plăcuței semiconductoare *SH*, a inducției magnetice din întrefierul circuitului magnetic în care se află *SH* (sonda Hall).

Din (11) rezultă caracterul de multiplicator, tensiunea Hall fiind proporțională cu produsul a două mărimi I_c și B_n.

Dacă într-un cîmp magnetic omogen, constant în timp (de inducție $\bar{B} = \text{const}$), se rotește sonda Hall cu unghiul $\Delta\alpha$ (fig. 3) față de $\bar{B}$ $\left(\text{în loc de } \alpha = \frac{\pi}{2} \text{ din fig. 2}\right)$, atunci (11) devine :

$$U_H = K_H I_c B_n = K_H I_c B \sin(\Delta\alpha). \quad (12)$$

Menținînd constante pe I_c și B, se obține :

$$U_H = K_\alpha \sin(\Delta\alpha). \quad (13)$$

unde $K_\alpha = K_H I_c B$ este constanta traductorului Hall de unghi.

Caracterul de traductor de unghi, al multiplicatorului Hall rezultă din (13), tensiunea Hall U_H fiind o măsură a unghiului $\Delta\alpha$, prin sinusul său.

3. Posibilitatea realizării unui wattmetru termobimetalic cu traductor Hall de unghi

Dacă rotirea sondei Hall în cîmpul magnetic omogen, constant în timp este determinată de rotirea axului (*c*) din figura 1, ceea ce presupune fixarea rigidă a sondei Hall de ax, atunci :

$$\Delta\beta = \Delta\alpha, \quad (14)$$

relația (13) putîndu-se scrie, ținînd seama și de relația (10), sub forma :

$$U_H = K_\alpha \sin(\Delta\alpha) = K_\alpha \sin(K_p P), \quad (15)$$

ceea ce înseamnă că tensiunea Hall măsurată de milivoltmetrul *mV* poate fi o măsură a puterii active $P = UI \cos\varphi$, căci K_α și K_p sînt mărimi constante la wattmetrul termobimetalic și traductorul Hall de unghi realizate. În aceste condiții milivoltmentrul *mV* poate fi gradat direct în unități de putere activă.

Așadar, ansamblul format dintr-un wattmetru termobimetalic [1, 2] și traductorul Hall de unghi [5] poate constitui un wattmetru termobimetalic cu traductor Hall de unghi, la care mărimea de ieșire este o tensiune electrică (tensiunea Hall), eliminîndu-se orice mecanism de transmitere a mișcării de rotație a axului (*c*) la acul indicator (*d*).

4. Rezultate experimentale

Autorul a experimentat posibilitatea realizării unui traductor Hall de unghi [5] folosind o sondă Hall tip Siemens — H_{22e} cu lățimea de 13 mm (plăcuța semiconductoare + teaca izolatoare), iar cîmpul magnetic omogen de inducție B a fost creat între polii magnetici ai ai unui electromagnet. În figura 4 sînt prezentate [5] rezultatele experimentale $U_H = K_\alpha \sin(\Delta\alpha)$ pentru cinci valori ale inducției magnetice $B = 0{,}2$; $0{,}4$; $0{,}6$; $0{,}8$ și $1\,T$, rezultînd la $I_c = 150$ mA, pentru constanta traductorului Hall de unghi, valorile corespunzătoare, $K_\alpha = 30$; 60 ; 90 ; 120 și 150 mV.

Prin dimensiunile geometrice ale celor două spirale termobimetalice, ale materialului din care se execută acestea, precum și prin dimensionarea corespunzătoare a circuitelor electrice parcurse de curenții i_1 și i_2, se poate asigura ca

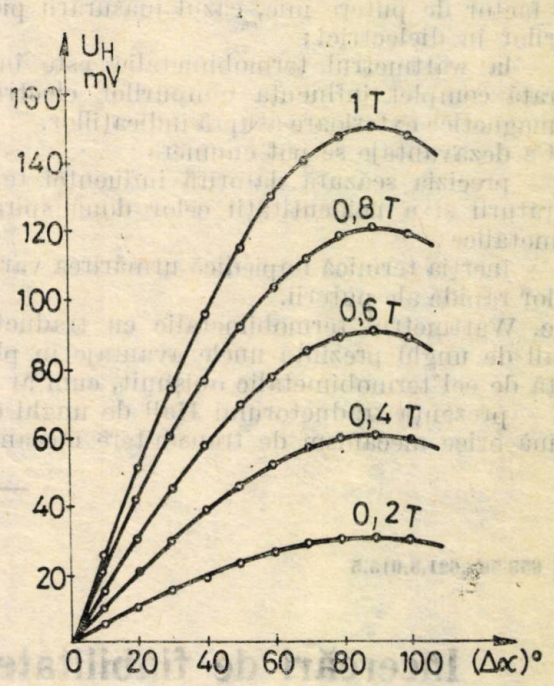


Fig. 4. Dependența $U = f(\Delta\alpha)$ obținută experimental.

la domeniul de măsurat, dat pentru wattmetru, termobimetalic cu traductor Hall de unghil unghiul $\Delta\beta = \Delta\alpha$ să fie cuprins între 0° și 60° domeniul cel mai corespunzător pentru sensibilitatea traductorului Hall de unghi.

Autorul nu a dispus de un wattmetru termobimetalic căruia să-i atașeze traductorul Hall de unghi.

5. Concluzii

a. Wattmetrul termobimetalic cu traductorul Hall de unghi este un aparat cu elemente de ridicare la pătrat, capabile să efectueze o operație algebrică de forma :

$$(x + y)^2 - (x - y)^2 = 4xy.$$

b. Acest tip de wattmetru păstrează atît avantajele, cît și dezavantajele wattmetrului termobimetalic fără traductor Hall de unghi. Ca avantaje :

— unghiul de rotire $\Delta\beta$ depinde de valorile efective ale tensiunii și curentului (valori efective definite pe baza efectului termic al curentului alternativ) nedepinzînd, practic, de forma curbei curentului, wattmetrul termobimetalic putînd fi folosit la măsurarea puterii active în circuitele electrice aflate în regim nesinusoidal ;

— wattmetrul termobimetalic poate fi utilizat la frecvențe mult mai mari decît frecvența industrială $f = 50$ Hz, cum ar fi cazul măsurării în radiotehnică, întrucît inductivitatea și capacitatea electrică a bimetalului sînt foarte mici ;

— poate fi folosit în circuitele monofazate cu factor de putere mic, cazul măsurării pierderilor în dielectrici ;

— la wattmetrul termobimetalic este înlăturată complet influența cîmpurilor electrice și magnetice exterioare asupra indicațiilor.

Ca dezavantaje se pot enumera :

— precizia scăzută datorită influenței temperaturii și a neidentității celor două spirale bimetalice ;

— inerția termică împiedică urmărirea variațiilor rapide ale puterii.

c. Wattmetrul termobimetalic cu traductor Hall de unghi prezintă unele avantaje în plus față de cel termobimetalic obișnuit, cum ar fi :

— prezența traductorului Hall de unghi elimină orice mecanism de transmitere mecanică a mișcării de rotație de la axul (*c*) la acul indicator (*d*), sonda Hall fixată rigid de ax, rotindu-se odată cu acesta ;

— prin tensiunea Hall se poate asigura atît o măsurare a puterii active, cît și înregistrarea acesteia în cazul unor variații mai lente ;

— wattmetrul propus poate asigura o telemăsurare și telecomandă corespunzătoare, deci tensiunea Hall poate fi ușor amplificată, condițiile de amplificare devenind și mai bune dacă I_c este sinusoidal (B rămînînd continuă, constantă în timp), deoarece în aceste condiții și U_H devine sinusoidală ;

— faptul că mărimea de ieșire este o tensiune (tensiunea Hall U_H), permite introducerea acesteia în echipamente de calcul sau pentru a realiza comenzi, respectiv reglări automate.

d. Wattmetrul termobimetalic cu traductor Hall de unghi este o noutate în tehnica măsurării puterii active în circuitele monofazate și completează în mod avantajos celelalte metode de măsurare și înregistrare ale acestei puteri.

Bibliografie

[1] *Vorobiev, A. I.* și *Cafnelson, O. G.* Termobimetalul și aplicațiile lui în construcțiile de aparate și automatizări. (Traducere din limba rusă). Editura Energetică de Stat, 1953.

[2] *Aldea, F., Cănescu, S.* Bimetalul și aplicațiile lui în electrotehnică (colecția electricianului nr. 77). București, Editura tehnică, 1973.

[3] *Arutiunov, V. O.* Instrumente și aparate electrice de măsurat (traducere din l. rusă). București Editura Tehnică, 1952.

[4] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul Politehnic Timișoara, 1966.

[5] *Heler, A.* Manometru diferențial inelar cu traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii la fluide. Metrologia aplicată. Vol. **XXVII**, nr. 1, 1980.

CZ 658.56 : 621.3.015.5

FACTORI DE SOLICITARE
GRADIENT DE STRĂPUNGERE
CICLURI TERMICE

Încercări de fiabilitate pentru cablurile de energie

TEODOR GHIȚĂ, GHEORGHE NISTOR,
BALAZS MÁTHÉ, VASILE BARBU* — BUCUREȘTI

Introducere

Așa cum s-a arătat în [1], determinarea indicatorilor de fiabilitate pentru cablurile destinate transportului de energie electrică se poate face atît pe baza datelor colectate din exploatare, cît și pe baza datelor obținute în urma încercărilor accelerate de laborator. În etapa actuală, cercetarea fiabilității cablurilor de energie se face pe două căi [1] :

— cercetarea operațională a fiabilității cablurilor de energie ;

— cercetarea experimentală a fiabilității cablurilor de energie.

* Dr. ing. *Ghiță, Th.*, ing. *Nistor, Gh.* — ICPE — București, dr. ing. *Máthé, B.* și ing. *Barbu, V.* — ICEMENERG — București.

1. Factori de solicitare

Durata de viață a unei izolații reprezintă principala caracteristică de fiabilitate a unui cablu de energie și depinde, în principal, de :

— regimul termic de funcționare al izolației ;

— supratensiunile care apar în cablurile electrice, datorită funcționării anormale a sistemului ;

— prezența vacuolelor și a impurităților în izolație care favorizează apariția descărcărilor parțiale și a curenților de conducție-polarizare ;

— frecvența supratensiunilor ca urmare a descărcărilor electrice atmosferice.

Dacă în cazul cablurilor de telecomunicații factorii care dictează „viața utilă" încă nu sînt pe deplin elucidați, în cazul cablurilor de energie, factorii care au o influență hotărîtoare asupra duratei de viață sînt :

— *factorul termic*, caracterizat prin încălzirea cablurilor de un curent injectat direct în fazele acestora, diferențiat ca intensitate în funcție de tipul metodei utilizate (accelerată sau de lungă durată) ;

— *factorul electric*, caracterizat prin menținerea cablurilor la o tensiune de încercare, a cărei valoare depinde de tensiunea nominală de regim permanent al cablurilor.

Utilizarea celor doi factori este esențială în cadrul încercărilor de fiabilitate, ca sarcini de solicitare a cablurilor de energie, ceea ce a contribuit, în mare măsură, la eficiența studiilor privind creșterea fiabilității cablurilor de medie și înaltă tensiune și în mod deosebit a celor cu izolație extrudată din materiale termoplastice (PVC, PE).

Tensiunea electrică și curentul de încălzire sînt generate de două surse independente, ceea ce permite ca utilizînd instalații electrice de puteri mici să se reproducă cît mai fidel fenomenele care au loc în exploatare. Încercările accelerate se fac la o tensiune de 2—5 ori mai mare decît tensiunea nominală de regim permanent al cablurilor electrice.

În principal, instalația utilizată se compune din următoarele elemente : transformator ridicător de tensiune 380/110 000 V, 65 kVA, autotransformator cu reglaj continuu al tensiunii de alimentare de 50 A, 220 V, transformatoare de curent cu putere aparentă de 20 kVA, transformatoare de măsură a tensiunii, respectiv curentului, întrerupătoare, înregistratoare de temperatură, etc.

În urma estimării indicatorilor de fiabilitate obținuți pe cale operațională, pentru cablurile electrice de energie 1—20 kV [1], s-a constatat că majoritatea defectelor observate (cca. 60 %) s-au datorat izolației necorespunzătoare a acestora.

Pe plan mondial, defectele de izolație reprezintă aproximativ 75—80 %. Rezultă că izolația este elementul esențial care dictează durata de viață a unui cablu electric de energie. Datorită acestui fapt, încercările de fiabilitate constau în îmbătrînirea artificială a izolației cablurilor de energie. Metoda exprimentală de determinare a fiabilității, deși prezintă unele avantaje în comparație cu metoda operațională, are la rîndul ei o serie de dezavantaje caracterizate prin :

— forma simplificată a ipotezelor în baza cărora se întocmește planul de încercări, neținîndu-se seama de toate cerințele pe care trebuie să le îndeplinească cablul în condiții reale de exploatare ;

— eliminarea defectelor de natură neelectrică, care dețin o pondere ridicată (20—25 %) în totalul defectelor observate ;

— costul ridicat al încercărilor și în mod deosebit, costul realizării terminalelor mostrelor.

Distribuția timpului de funcționare fără defecțiuni, în cazul rețelelor de energie în cablu, este de tip Weibull.

2. Indicatori de fiabilitate

Indicatorii de fiabilitate urmăriți, analizați și estimați pe cale experimentală sînt, în general cei prezentați în [4, 5]. În cazul cablurilor de energie, se preferă însă a se evidenția următorii parametri [2, 5] :

a — valoarea așteptată a gradientului de străpungere a izolației la frecvență industrială, pentru o mostră avînd lungimea de 15 m, $\hat{G}$ (15 m) ;

b — exponentul gradientului de străpungere la frecvență industrială β și a pantei probabilității distribuției de descărcare β^* ;

c — valoarea așteptată a tensiunii nominale de străpungere la impuls, pentru o mostră avînd lungimea de 10 m $\hat{U}$ (10 m) ;

d — valoarea exponentului tensiunii nominale de străpungere la impuls β_i ;

e — valoarea exponentului curbei de viață N.

În urma încercărilor de străpungere a izolației mostrelor de cabluri, la tensiune și frecvență industrială, se determină valorile : U_1(15m) U_2(15 m), ... U_{i-1}(15 m), U_i(15 m).

Pentru ficcare din valorile U_i (15 m), $i = 1, 2, 3, \ldots n$, se calculează gradienții de străpungere cu relația :

$$G_i\,(15\text{ m}) = \frac{0{,}434\ U_i\,(15\text{ m})}{r \lg \frac{R}{r}}\ ,\ \text{kV/mm} \qquad (2)$$

unde r și R sînt razele internă și respectiv externă a materiaului izolant, exprimate în mm.

Valorile obținute pentru gradienții de străpungere sînt : G_1 (15 m), G_2 (15 m) ... G_{i-1}(15 m), G_i(15 m).

Aceste valori formează un șir monoton crescător : $G_1\,(15\ m) \leqslant G_2\,(15\ m) \leqslant \ldots \leqslant G_{n-1}\,(15) \leqslant G_n\,(15\text{ m})$.

Fiecăruia din aceste valori i se atașează o probabilitate P_i dată de relația :

$$P_i = \frac{i}{n+1}, \tag{2}$$

unde : $i = 1, 2, 3, \ldots, n$, n este numărul tensiunilor (gradienților) de străpungere.

Se introduc variabilele :

$$X_i = \ln G_i, \quad Y_i = \ln \ln \frac{1}{1 - P_i}. \tag{3}$$

În continuare se calculează panta z cu ajutorul relației :

$$z = \frac{\sum_{i=1}^{n} X_i Y_i - \frac{1}{n}\left(\sum_{i=1}^{n} X_i \sum_{i=1}^{n} Y_i\right)}{\sum_{i=1}^{n} X_1^2 - \frac{1}{n}\left(\sum_{i=1}^{n} X_i\right)^2}, \tag{4}$$

unde z este panta dreptei Weibull :

$$Y_i = z \ln t + X_i. \tag{5}$$

Variațiile lui X_i, Y_i fiind date de relația (3).

În final se calculează gradientul nominal de străpungere G (15 m) cu relația :

$$G(15\ m) = \exp\left[\frac{\sum_{i=1}^{n} X_i}{n} - \frac{\sum_{i=1}^{n} Y_i}{nz}\right], \tag{6}$$

unde : X, Y și z sînt dați de relațiile (3) și (4).

Valoarea exponentului gradientului de străpungere β, (G^{β}) se calculează cu relația :

$$\beta = -\frac{\sum_{j=1}^{m} X_j^2 - \frac{1}{m}\left(\sum_{j=1}^{m} X_j\right)^2}{\sum_{j=1}^{m} X_j Y_j - \frac{1}{m}\left(\sum_{j=1}^{m} X_j \sum_{j=1}^{m} Y_j\right)}. \tag{7}$$

Variabilele X_j și Y_j sînt date de relațiile :

$$X_j = \lg \rho_j$$

și :

$$Y_j = \lg G_j, \tag{8}$$

unde :

$$\rho_j = \frac{L_j r_j^2}{L_0 r_0^2},$$

în care : L_j este lungimea mostrei, în m ;

G_j — gradientul relativ de străpungere, în kV/mm ;

r_j — valoarea medie efectivă a razei interne a izolației, în mm ;

$L_0 = 1$ m, $r_0 = 1{,}45$ mm.

Valoarea pantei distribuției probabilității de descărcare β^*, se calculează cu relația :

$$\beta^* = \frac{\sum_{j=1}^{m} X_j Y_j - \frac{1}{m}\left(\sum_{j=1}^{m} X_j \sum_{j=1}^{m} Y_j\right)}{\sum_{j=1}^{m} X_j^2 - \frac{1}{m}\left(\sum_{j=1}^{m} X_j\right)^2}, \tag{9}$$

unde β^* este panta dreptei Weibull :

$$Y_j = \beta^* \ln t + X_j. \tag{10}$$

Variabilele X_j și Y_j sînt date de relațiile :

$$X_j = \ln G_j', \qquad Y_j = \ln \ln \frac{1}{1 - P_j}, \tag{11}$$

unde :

$$G_j' = G_j I^{1/\beta^*}. \tag{12}$$

Expresiile parametrilor z, β și β^* estimați cu relațiile (4), (7) și (9) au fost deduse utilizînd metoda celor mai mici pătrate.

Un exemplu concret de aplicare a metodei celor mai mici pătrate pentru aflarea parametrilor panta (coeficientul unghiular) și ordonata la origine se prezintă în anexă.

Tensiunea nominală de străpungere la impuls $\widehat{U}$ (10 m) este dată de relația :

$$\widehat{U}\ (10\ \text{m}) = \exp\left[\frac{\sum_{i=1}^{n} X_i}{n} - \frac{\sum_{i=1}^{n} Y_i}{nz}\right]. \tag{13}$$

În acest caz, experimentările se fac pe eșantioane de cablu de energie cu lungimea de 10 m, iar algoritmul de calcul al tensiunii $U(10\ m)$ este similar celui utilizat la calcularea gradientului de străpungere la frecvență industrială, $\widehat{G}$ (15 m).

Exponentul tensiunii nominale de străpungere la impuls β_i se calculează cu relația :

$$\beta_i = \frac{0{,}699}{\lg \widehat{U}\ (2\ \text{m}) - \lg \widehat{U}\ (10\ \text{m})}, \tag{14}$$

unde $\widehat{U}$ (2 m) este tensiunea nominală de străpungere la impuls a eșantioanelor de cablu cu lungi mea de 2 m.

Exponentul curbei duratei de viață N este dat de relația :

$$N = \frac{\sum_{j=1}^{r} X_j^2 - \frac{1}{r}\left(\sum_{j=1}^{r} X_j\right)^2}{\sum_{j=1}^{r} X_j Y_j - \frac{1}{r}\left(\sum_{j=1}^{r} X_j \sum_{j=1}^{r} Y_j\right)}. \quad (15)$$

Funcția duratei de viață este dată de relația :

$$f(G, t) = K t^N G, \quad (16)$$

care, reprezentată grafic pe o rețea Weibull (la G = constant), este o dreaptă. Valoarea lui N din (15) se obține cu ajutorul metodei celor mai mici pătrate.

3. Încercări de fiabilitate

Pentru estimarea gradientului de străpungere G și a exponentului gradientului de străpungere β, încercarea se face pe un număr finit de mostre de cabluri electrice ecranate și mostre-model de cablu, fabricate după același procedeu tehnologic ca și cablurile reale. Mostra-model este formată din următoarele elemente : conductorul metalic (*1*), stratul semiconductor (2), iar la exterior stratul izolant (*3*), așa cum se arată în figura 1.

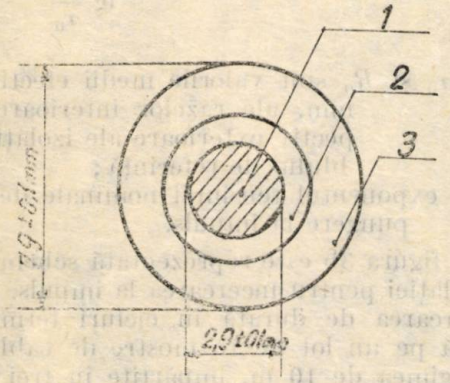


Fig. 1. Structura mostrei de cablu-model.

Tabelul 1

Numărul și dimensiunile mostrelor de cabluri pentru determinarea parametrilor G (15 m) și β

Tipul mostrei de cablu	Numărul	Lungimea* mostrelor, m
Mostre cablu real	10	2
	10	15
Mostre cablu-model	30	1
	30	10

* Se exclud terminalele

Numărul și dimensiunile mostrelor utilizate se prezintă în tabelul 1.

Înaintea demarării încercării, mostrele se supun ciclului de îndoiri repetate [2].

Încercarea se face la tensiune alternativă de frecvență industrială și temperatura mediului ambiant.

Se aplică tensiunea de încercare $U = 5\ U_0$ (U_0 fiind tensiunea nominală a cablului) între conductorul metalic și ecranul cablului legat la pământ. Tensiunea este crescută în trepte cu 10 kV la fiecare zece minute până la străpungerea fiecărei mostre separat.

În cazul mostrelor-model se aplică o tensiune de încercare de 25 kV, timp de zece minute, între conductorul metalic și apa în care se introduce mostra-model cu 15 minute înaintea începerii încercării.

Tensiunea este crescută în trepte de 3 kV timp de zece minute, până la străpungerea fiecărei mostre separat.

Cu rezultatele obținute se estimează indicatorii : G (15 m), β și β^*, după care se calculează raportul :

$$K_t = \frac{\hat{G}_t(15\text{ m})}{G_s}, \quad (17)$$

unde G_s este gradientul nominal maxim de serviciu al cablului electric încercat. Punctele $P_t(K_t, \beta)$ trebuie să se situeze în semiplanul A al diagramei din figura 2.

Observații

— pentru tensiunea de alimentare se admite o variație maximă de $\pm$ 0,3 kV ;

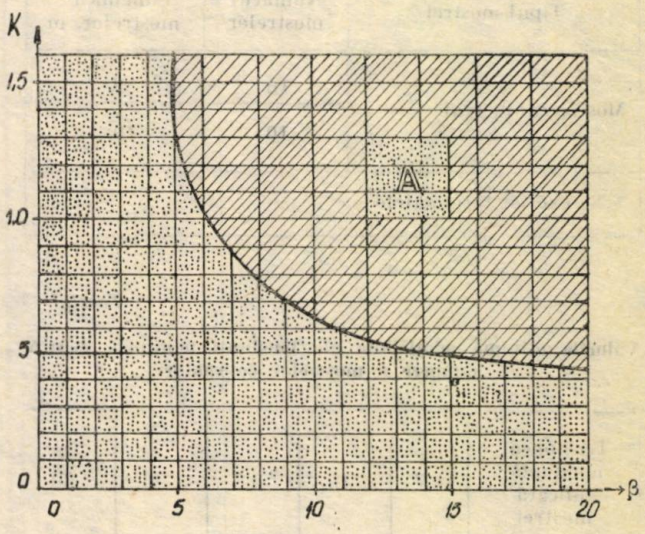


Fig. 2. Curba punctelor cu aceeași probabilitate de supraviețuire ($P = 0{,}37$) obținută cu cabluri de energie avînd $N = 13$.

— pe durata unei trepte se admite o variație de ± 1 minut;

— nu se iau în considerație defectele ce apar în zona terminalelor (în cazul mostrelor de cablu real), în afara apei sau a zonei stratului semiconductor (mostre-model).

În figura 3 se prezintă schema-bloc a instalației de străpungere a izolației la frecvență industrială.

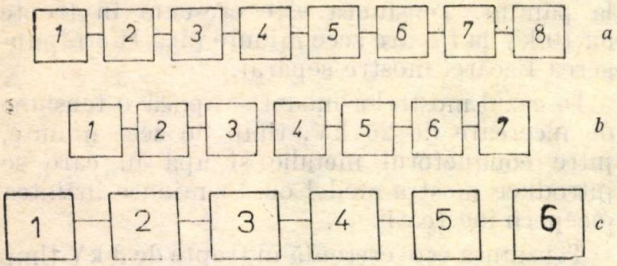


Fig. 3. a — Schema-bloc a instalației pentru încercarea de străpungere a izolației la frecvență industrială: *1* — transformator în cascadă; *2* — circuit de alimentare; *3* — mostră de cablu; *4* — rezistența de limitare; *5* — elector cu sfere; *6* — aparatură de depistare a defectelor; *7* — divizor de tensiune și oscilograf; *8* — filtru. b — Schema-bloc a instalației pentru încercarea la impuls: *1* — sursă de alimentare cu tensiune redresată; *2* — elemente de amorsare și sincronizare; *3* — generator de impuls de tensiune; *4* — divizor de tensiune și oscilograf; *5* — mostră de cablu; *6* — aparatură de depistare a defectelor; *7* — eclator cu sfere și cu dispozitiv de tăiere a impulsurilor. c — Schema-bloc a instalației de încercare la anduranță electrică: *1* — sursa de alimentare; *2* — transformatoare de curent; *3* — autotransformatoare de reglaj; *4* — parametru discontinuu ciclu; *5* — înregistrator de temperatură; *6* — indicator de punere la pământ.

Tabelul 2

Numărul și dimensiunile mostrelor de cabluri utilizate pentru determinarea parametrilor $\hat{U}'$ (10 m) și β_i

Tipul mostrei	Numărul mostrelor	Lungimea* mostrelor, m
Mostre cablu real	10	2
	10	10
* Se exclud terminalele		

Tabelul 3

Valorile minime admisibile ale tensiunii nominale de străpungere a mostrelor de cabluri

Tensiunea nominală aplicată mostrei	kV	10	15	20	30
U(10m)	kVe	100	130	170	250

Încercarea la impuls se face pe un număr finit de mostre de cablu real, așa cum se arată în tabelul 2.

Înainte de a începe încercarea propriu-zisă, mostrele de cablu sînt încălzite lent, trecînd prin ele un curent electric pînă cînd temperatura ajunge la 95—100°C. Mostrele se mențin la această temperatură timp de două ore, atît înainte de momentul declanșării încercării, cît și pe toată durata acesteia. Fiecărei mostre i se aplică cinci impulsuri de polaritate negativă, cu o valoare maximă egală cu 50% din tensiunea indicată în tabelul 3.

Tensiunea de încercare ce se aplică între conductorul cablului și ecranul metalic legat la pămînt este crescută în trepte egale cu circa 10% din valoarea inițială, fiecărei trepte revenindu-i cinci impulsuri de polaritate negativă. Încercarea se termină odată cu străpungerea mostrei de cablu.

Tensiunea nominală de străpungere a mostrelor de cablu, U' (10 m), se raportează la tensiunea nominală de străpungere U (10 m) a unor mostre de cablu de referință, cu secțiunea mai mică decît cea a mostrelor supuse încercării (care se aleg cu acordul deplin al constructorului și al beneficiarului), conform relației:

$$\frac{U'(10\text{ m})}{U(10\text{ m})} = \left(\frac{r_0}{r}\right)^{\frac{2-\beta_i}{\beta_i}} \frac{\lg \frac{R}{r}}{\lg \frac{R_0}{r_0}}, \qquad (18)$$

unde: r_0 și R_0 sînt valorile medii efective, în mm, ale razelor interioare, respectiv exterioare ale izolației cablului de referință;

βi — exponentul tensiunii nominale de străpungere la impuls.

În figura 3b este reprezentată schema-bloc a instalației pentru încercarea la impuls.

Încercarea de durată în cicluri termice se execută pe un lot de 15 mostre de cablu real cu lungimea de 10 m, împărțite în trei grupe a cinci mostre fiecare. După ce mostrele au fost supuse ciclurilor de îndoiri repetate [2] se lasă în aer liber cu aceeași rază de curbură pe toată durata încercării. Temperatura mostrelor se aduce la 95—105°C cu ajutorul unor transformatoare-tunel, fiind menținută constantă două ore, după care urmează ciclul de răcire liberă cu o durată de 16 ore. Pe toată durata cît mostrele sînt sub sarcină, se aplică o tensiune alternativă de frecvență industrială între conductorul metalic și ecranul cablului legat la pămînt, a cărei valoare se alege după cum urmează:

a. 0,65 $\hat{U}$ (15 m) pentru grupa I;

b. 0,60 $\hat{U}$ (15 m) pentru grupa II;

c. 0,55 $\hat{U}$ (15 m) pentru grupa III;

unde $\hat{U}$ (15 m) este tensiunea nominală de străpungere la frecvență industrială a mostrei de cablu cu lungimea de 15 m.

Încercarea se încheie cînd toate mostrele au fost străpunse, după care, în baza rezultatelor obținute, se calculează exponentul curbei de viață N.

Încercarea de durată în cicluri termice se practică în prezent sub două variante : metoda de scurtă durată (accelerată) și metoda de lungă durată.

Metoda de scurtă durată constă în menținerea ciclică a mostrelor de cabluri la o tensiune de încercare $U_i = 2\ U_n$ (U_n — tensiunea nominală la care cablurile funcționează în exploatare) și curent de încălzire, $I_i = 2\ I_n$ (I_n — curentul de încercare a cablurilor în exploatare). Ciclurile zilnice de încercare sînt de opt ore sub sarcină și 16 ore de răcire liberă, iar încercarea durează zece zile. La începutul și sfîrșitul fiecărui ciclu se măsoară tg δ și creșterea unghiului de pierderi (Δtg δ), în dielectricul cablurilor, în funcție de temperatura de încercare și tensiune, trasîndu-se graficele funcțiilor :

$$\text{tg}\ \delta = f(U_1 T) \quad \text{și} \quad \Delta\ \text{tg}\ \delta = f(U_1 T). \qquad (19)$$

Cablurile încercate se consideră corespunzătoare, dacă tg δ, măsurat la finele celor zece zile, crește cu cel mult un ordin de mărime în comparație cu valoarea inițială.

Metoda de lungă durată constă în menționarea ciclică a mostrelor de cabluri la o tensiune de încercare $U_i = 2{,}5\ U_n$ și curent de încercare $I_i = 1,2\ I_n$ (I_n este curentul de regim permanent). Ciclurile zilnice constau în menținerea mostrelor de cabluri sub sarcină timp de opt ore, urmînd o perioadă de răcire de 16 ore, încercarea avînd o durată totală de 5 000 ore. Ca și în cazul metodei de scurtă durată, și în acest caz se trasează graficele funcțiilor (19).

Cablurile încercate se consideră corespunzătoare dacă la finele celor 5 000 ore tgδ crește cu cel mult un ordin de mărime în comparație cu valoarea sa inițială. În figura 3c se dă schema-bloc a instalației de încercare la anduranță electrică.

Rezultatele de laborator, obținute în urma încercărilor de anduranță în cicluri termice, sînt corelate apoi cu cele obținute în poligonul de încercări (stația de încercări) pe eșantioane de cablu cu lungimea de 100–200 m, pozate direct în sol.

În figura 4 se prezintă structura poligonului de încercări. Eșantioanele de cablu supuse încercărilor preiau curenții de sarcină induși prin transformatoare-tunel alimentate în joasă tensiune.

Comparînd rezultatele obținute în laborator cu cele obținute în poligonul de încercări, se pot construi relații de similitudine ce permit extrapolarea directă a rezultatelor, în vederea estimării duratei de viață.

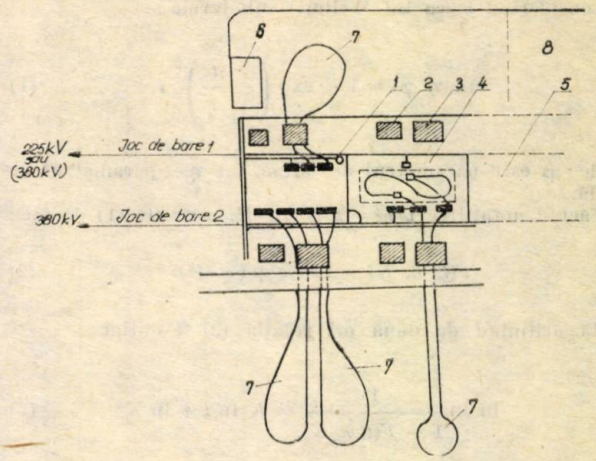


Fig. 4. Structura poligonului de încercări de fiabilitate cabluri de energie : *1* — stand nr. 1 ; *2* — cameră pentru măsurători ; *3* — cameră-ventilator pentru transformatoare-tunel ; *4* — stand nr. 2 ; *5* — spațiu destinat standurilor viitoare ; *6* — clădirea centrală ; *7* — cablu în buclă pozat în subteran ; *8* — platformă pentru extinderi în viitor.

4. Rezultate obținute. Concluzii

În urma încercărilor de fiabilitate făcute pe cabluri de energie de proveniență indigenă, cu izolație și manta din materiale termoplastice, au fost obținute valori pentru indicatorii de fiabilitate, ce indică o durată medie de viață de 25–35 ani.

Mostrele încercate ce au fost străpunse în zona terminalelor nu au fost analizate.

În urma analizei mostrelor de cablu străpunse, se constată următoarele :

— unele mostre au prezentat impurități în stratul izolant sau excentricități ale acestuia, generate de imperfecțiuni tehnologice ;

— un număr foarte redus de mostre au prezentat zone cu pori și fisuri pe mantaua de protecție ;

— un procentaj foarte mare de mostre ($\geqslant 96\%$) a prezentat o comportare foarte bună în cursul încercărilor.

Rezultatele obținute în urma încercărilor de fiabilitate permit să se tragă următoarele concluzii :

— necesitatea proiectării fiabile a cablurilor de energie destinate rețelelor electrice ;

— perfecționarea și îmbunătățirea în continuare a metodelor de determinare experimentală a fiabilității cablurilor electrice ;

— creșterea exigenței controlului de calitate al elementelor ce intră în construcția cablurilor electrice ;

— continuarea și intensificarea cercetărilor pe linia stabilirii unor corelații între indicatorii de fiabilitate operaționali și cei obținuți experimental în laborator.

Anexa

În cazul rețelelor de energie în cablu, legea de distribuție a timpului de bună funcționare este de tip Weibull [1], [5]. Considerînd legea lui Weibull sub forma :

$$F(t,\ \eta,\ \beta) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{\eta}\right)^{\beta}, \tag{1}$$

unde : β este parametrul de formă, iar η — parametrul de scală.

Făcînd notațiile : $1/\eta^{\beta} = \lambda$ și $\beta = K$, expresia (1) devine :

$$F(t,\ \lambda,\ K) = 1 - \exp(-\lambda t^{k}). \tag{2}$$

Logaritmînd de două ori relația (2) se obține :

$$\ln \ln \frac{1}{1 - F(t,\ \lambda,\ K)} = K \ln t + \ln \lambda. \tag{3}$$

Într-un sistem de axe logaritmic relația (3) este o dreaptă de pantă M și ordonata la origine $\ln\lambda$.

Problema determinării parametrilor K și λ este relativ complicată, deoarece metoda verosimilității maxime reclamă utilizarea de metode iterative deosebit de dificile în practică.

În mod curent, determinarea parametrilor K și λ se face utilizînd metoda celor mai mici pătrate. Făcînd notația :

$$Y_i = \ln \ln \frac{1}{1 - F(t,\ \lambda,\ K)} \ ; \text{ relația (3) devine :} \tag{4}$$

$$Y_i = K \ln t + \ln \lambda. \tag{5}$$

Impunînd acum ca expresia E :

$$E = \sum_{i=1}^{n} (Y_i - K \ln t_i - \ln\lambda)^2, \tag{6}$$

să fie minimă, unde $t_{(1)}, t_{(2)} \ldots t_{(r)}$ sînt valorile observate asupra lui T, iar $Y_1, Y_2, \ldots, Y_r$ sînt respectiv :

$$\ln \ln \frac{1}{1 - F(t_{(1)},\ \lambda,\ K)},$$

$$\ln \ln \frac{1}{1 - F(t_{(2)},\ \lambda,\ K)} \ldots \ln \ln \frac{1}{1 - F(t_{(r)},\ \lambda,\ K)},$$

se obține sistemul :

$$\begin{cases} r \ln\lambda + \left(\sum_{i=1}^{r} \ln\ t_{(i)}\right) K = \sum_{i=1}^{r} Y_i \\ \left(\sum_{i=1}^{r} \ln\ t_{(i)}\right) \ln\lambda + \left(\sum_{i=1}^{r} \ln^2 t_{(i)}\right) K = \sum_{i=1}^{r} \ln\ t_{(i)}, \end{cases} \tag{7}$$

ale cărui soluții sînt :

$$\ln\lambda = \frac{\left(\sum_{i=1}^{r} Y_i\right)\left(\sum_{i=1}^{r} \ln^2 t_{(i)}\right) - \left(\sum_{i=1}^{r} Y_i \ln t_{(i)}\right)\left(\sum_{i=1}^{r} \ln t_{(i)}\right)}{r \sum_{i=1}^{r} \ln^2 t_{(i)} - \left(\sum_{i=1}^{r} \ln\ t_{(i)}\right)^2} \tag{8}$$

și :

$$K = \frac{r \sum_{i=1}^{r} Y_i \ln t_{(i)} - \left(\sum_{i=1}^{r} Y_i\right)\left(\sum_{i=1}^{r} \ln\ t_{(i)}\right)}{r \sum_{i=1}^{r} \ln^2 t_{(i)} - \left(\sum_{i=1}^{r} \ln\ t_{(i)}\right)^2}. \tag{9}$$

Punînd în aceste expresii (8 și 9), $X_i = \ln t_{(i)}$ și $n = r$, se obțin expresiile (4) și (5) pentru $K = z$ și $\lambda = G$ (15 m) gradientul de străpungere G(15 m), relația (5) și panta z relația (4).

Particularizînd în mod asemănător se obțin expresiile parametrilor β, β^*, U(10 m), β_i și N.

Bibliografie

[1] *Ghiță, T., Nistor, Gh., Popescu, Fl.* Considerații asupra fiabilității cablurilor electrice izolate. În curs de publicare.

[2] * * Prescrizioni per il collando dei cavi a media tensione isolati con EPR. Unificazione ENEL, DC 4934, aprilie 1976, Ed. 1—1/21.

[3] *Lacoste, A., Riot, B.* La station d'essais de câbles à haute tension. In : RGE, tome **81**, no. 10, octobre 1972.

[4] *Stoichițoiu, D.* Fiabilitatea sistemelor. Teorie și proiectare. Ed. IPB, 1982.

[5] *Ghiță, T., Nistor, Gh.* Metodă și instalație de laborator pentru încercări accelerate de fiabilitate cabluri de energie de 1—20 kV. In : Lucrările celei de a II-a sesiuni de comunicări științifice „Modelarea și simularea, identificarea și optimizarea proceselor tehnologice". Galați 23—29 noiembrie, 1980.

CZ 621.313.2 : 621.34 : 648.2

OPTIMIZARE
MAȘINI DE SPĂLAT RUFE

Contribuții privind optimizarea funcționării mașinilor de spălat rufe

DUMITRU MIRON*—BUCUREȘTI

Introducere

Necesitatea reducerii consumului de energie electrică în utilizările casnice presupune intensificarea preocupărilor pentru găsirea de soluții care să conducă la realizarea de mașini și aparate electrocasnice cu funcționare economică, în condițiile îmbunătățirii preformanțelor funcționale .

O pondere importantă în consumul casnic de energie electrică îl dețin mașinile de spălat rufe.

Mașina de spălat rufe într-o gospodărie nu reprezintă un lux ci o necesitate, un important mijloc în spirjinul gospodinei, spălatul rufelor constituind o operație care cere eforturi fizice și timp.

Acest lucru este atestat și de faptul că din punct de vedere al gradului de dotare, în ierarhia aparatelor electrocasnice, mașina de spălat rufe deține locul doi, după frigider.

În ceea ce privește consumul de energie electrică, mașina de spălat rufe deține primul loc. Avînd în vedere că în viitor va crește numărul mașinilor automate de spălat rufe, care au o putere instalată de 2 500 W, rezultă că preocupările pentru optimizarea funcționării acestora trebuie susținute.

1. Factorii care determină performanțele funcționale ale mașinii de spălat rufe

În conformitate cu normele în vigoare [1, 2, 3] din punct de vedere funcțional, o mașină de spălat rufe este caracterizată prin aptitudinea de spălare, eficacitatea de limpezire, eficacitatea de stoarcere, uzura rufelor, consumul de apă, consumul de energie electrică, la durata ciclului cel mai lung.

Pentru elaborarea soluțiilor, care să conducă la optimizarea funcționării mașinii, se impune analiza factorilor care influențează indicii caracteristici.

1.1. Mecanismul spălării cu mașina de spălat

Materialele supuse operației de spălare pot fi murdărite cu diferiți compuși ce pot fi grupați în :

— componente solide (praf, funingine, particule metalice) ;

— componente grase și uleioase (grăsimi de piele, grăsimi alimentare) ;

— componente colorante (sucuri din fructe și vegetale).

De cele mai multe ori materialele conțin toți acești compuși de murdărire.

Literatura de specialitate menționează faptul că praful, conținînd particule cu diametrul sub 0,1 μm, se îndepărtează foarte greu, iar compușii pe bază de grăsimi fixează puternic praful pe suprafața materialului și în același timp pătrund în fibrele acestuia [4].

Murdărirea materialelor textile din fibre sintetice este puternic influențată de structura chimică a acestora, precum și de proprietatea lor de a se încărca cu electricitate statică. Prezența electricității în aceste materiale conduce la o murdărire rapidă cu praf și alte impurități.

Particularitățile compușilor de murdărire a țesăturilor din diferite fibre determină regimul de prelucrare a lor în mașina de spălat.

Principiul procesului de spălare este tratat detaliat în literatură [4] și conține următoarele etape : absorbția pozitivă a detergentului la suprafața de separație dintre materialul murdărit și soluția de spălare (leșie) ; umectarea țesăturii murdărite ; îndepărtarea murdăriei din fibră ; dispersia și emulsia murdăriei în soluția de spălare și stabilizarea dispersiei prin crearea unei pelicule de protecție în jurul murdăriei.

Acțiunea soluției de spălare depinde de o mulțime de factori, cei mai importanți fiind : duritatea apei, caracterul murdăriei, intensitatea acțiunii mecanice asupra țesăturii, natura țesăturii, temperatura soluției de spălare și natura detergentului.

1.1.1. Acțiunea mecanică

Acțiunea mecanică ce caracterizează durata funcționării tamburului în ciclu se exprimă prin relația :

$$M = \frac{t_f}{t_f + t_p} 100\ \%, \qquad (1)$$

unde : t_f — timpul de funcționare a tamburului spre dreapta sau spre stînga, s ;

t_p — timpul de pauză între rotația spre dreapta și rotația spre stînga, s.

În [5] este analizată influența acțiunii mecanice asupra îndepărtării murdăriei din țesături murdărite artificial.

* Dr. ing. *Miron, D.* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — ICPE — București.

Influența acțiunii mecanice depinde atît de parametrii constructivi ai mașinii (diametrul interior al tamburului, profilul și numărul nervurilor, numărul și configurația orificiilor practicate pe suprafața laterală a tamburului), cît și de regimul tehnologic de spălare (durata operațiilor, turația și regimul de lucru ale tamburului, modulul de apă etc.).

Energia consumată pe seama acțiunii mecanice poate fi calculată cu relația :

$$W_{ac} = K \frac{m \cdot g}{1\,000} \cdot \frac{\pi Dn}{60} \cdot N \frac{t_a}{3\,600}, \text{ kWh}, \tag{2}$$

unde : W_{ac} este energia consumată, kWh ; m — masa țesăturii, kg ; g — accelerația gravitațională, m/s² ; D-diametrul tamburului, m ; n — turația tamburului, rot/min ; N — numărul ciclurilor de funcționare a tamburului în timpul spălării ; t_a — durata perioadei active a unui ciclu de funcționare a tamburului, s ; K — coeficient supraunitar care depinde de natura țesăturii.

S-a neglijat energia consumată datorită rezistenței pe care o opune soluția de spălare la rotirea tamburului.

1.1.2. Acțiunea termică

Acțiunea termică a soluției de spălare are o influență apreciabilă asupra îndepărtării murdăriei din țesătură.

Temperatura soluției de spălare depinde de natura fibrei și variază în mod obișnuit între 30°C și 95°C.

Cercetările efectuate și literatura de specialitate evidențiază temperaturile soluției la spălare în funcție de natura fibrei.

Acțiunea termică în procesul de spălare consumă cea mai mare cantitate de energie din cadrul întregului ciclu.

Energia consumată în acest scop se calculează cu relația :

$$W_{a.t} = \frac{(m_1 c_1 + m_2)(t_2 - t_1)}{860}, \text{ kWh}, \tag{3}$$

unde : $W_{a.t}$ — energia electrică consumată pentru încălzire, kWh ;

m_1 — masa rufelor în stare uscată, kg ; c_1 — căldura specifică a rufelor, kcal/kg °C ; m_2 — masa apei din bazin, kg ;

t_2 — temperatura la sfîrșitul perioadei de încălzire, °C ;

t_1 — temperatura la începutul perioadei de încălzire, °C ;

η — randamentul încălzirii în mașina de spălat, %.

1.1.3. Acțiunea chimică

Soluția de spălare (apă cu detergent) acționează eficient asupra îndepărtării murdăriei din țesătură. Eficacitatea acțiunii chimice depinde de compoziția și proprietățile fizico-chimice ale detergentului, un rol deosebit avînd capacitatea de umectare, de a se transforma în emulsie, acțiunea de dispersie, acțiunea de protecție, capacitatea de a reține murdăria în soluția de spălare.

În [6] este analizat detaliat mecanismul acțiunii chimice și se subliniază influența concentrației detergentului asupra eficacității spălării, determinîndu-se concentrația optimă la care se realizează acțiunea chimică maximă a soluției de spălare.

1.2. Stoarcerea rufelor

Îndepărtarea umidității din rufe în mașinile de spălat se realizează prin centrifugare. Acest proces poate fi despărțit în două etape.

În prima etapă se produce o compactare puternică a rufelor, însoțită de îndepărtarea celei mai mari părți a umidității conținute în rufe.

Cea de-a doua etapă se caracterizează prin acțiunea forțelor de capilaritate, care determină ieșirea umidității la suprafața rufelor, asigurînd astfel îndepărtarea ei.

În procesul stoarcerii umiditatea trece din straturile țesăturilor, care se găsesc mai aproape de axa de rotație a tamburului, spre straturile care se găsesc la periferia acestuia.

Durata și eficacitatea stoarcerii depind direct de viteza de rotație a tamburului și de diametrul acestuia.

Posibilitatea realizării unor turații mari la stoarcere este condiționată pe de o parte de caracteristicile motorului de antrenare și ale transmisiei, pe de altă parte de sistemul de amortizare a vibrațiilor și de stabilitatea mașinii.

În procesul centrifugării asupra mașinii acționează o forță, dată de relația :

$$F = Km\omega \frac{D}{2}, \quad N, \tag{4}$$

unde : m este masa rufelor în stare uscată, kg ; ω — viteza unghiulară, rad/s ; D — diametrul tamburului, m ; K — coeficient supraunitar a cărui valoare scade continuu în timpul centrifugării.

De cele mai multe ori repartizarea rufelor în mașină este neuniformă, fapt ce conduce la apariția unor vibrații care afectează stabilitatea mașinii.

Operația de stoarcere reprezintă 6—10% din durata întregului ciclu de spălare.

Energia consumată în procesul de stoarcere poate fi determinată cu relația :

$$W_s = K \frac{mg}{1\,000} \cdot \frac{\pi Dn}{60} \frac{t}{60}, \text{ kWh}, \tag{5}$$

unde : m este masa rufelor în stare uscată, kg ; g — accelerația gravitațională, m/s² ; D — diametrul tamburului, m ; n — turația tamburului în regim de stoarcere, rot/min ; t — durata totală a stoarcerii, min ; K — coeficient supraunitar.

2. Considerații privind optimizarea funcționării mașinii automate de spălat rufe

Din cele prezentate rezultă că funcționarea unei mașini automate de spălat rufe poate fi evaluată printr-un indicator complex care înglobează caracteristicile funcționale și economice.

În acest scop s-au ales următorii indicatori caracteristici ale căror valori sînt evidențiate în STAS și în STR.

Fiecărui indicator i s-a acordat un punctaj, în funcție de importanța pe care o are în funcționarea mașinii în cadrul unui total de 100 puncte :

A — aptitudinea de spălare . . . . $p_1 = 42$;
L — eficacitatea limpezirii . . . . $p_2 = 21$;
S — eficacitatea stoarcerii . . . . $p_3 = 14$;
U — uzura rufelor . . . . . $p_4 = 10$;
P — durata programului . . . . . $p_5 = 7$;
W — consumul de energie electrică $p_6 = 4$;
Q — consumul de apă . . . . . $p_7 = 2$.

Pentru determinarea ceoficientului complex s-a introdus relația :

$$K_c = \sqrt[7]{\left(\frac{A_i}{A_n}\right)^{P_1}\left(\frac{L_n}{L_i}\right)^{P_2}\cdot\left(\frac{S_n}{S_i}\right)^{P_3}\left(\frac{U_n}{U_i}\right)^{P_4}\left(\frac{P_n}{P_i}\right)^{P_5}\left(\frac{W_n}{W_i}\right)^{P_6}\left(\frac{Q_n}{Q_i}\right)^{P_7}}. \quad (6)$$

Indicele i se referă la valoarea obținută la încercările efectuate conform [1], iar indicele n — la valoarea prevăzută în STR de produs.

Tabelul 1

Caracteristicile constructive și funcționale ale unor modele străine de mașini automate de spălat rufe

Modelul și firma	SPĂLARE				LIMPEZIRE				
	Caracterul rotației tamburului în timpul operației de spălare	Acțiunea mecanică, %	Numărul ciclurilor, buc	Durata operației min	Structura rotație-pauză-rotație, s	Numărul de limpeziri, buc	Durata unei limpeziri, min	Numărul și durata stoarcerilor intermediare	Observații
LAVAMAT DE LUX Electronic Firma : AEG Telefunken RFG	Tamburul se rotește în decursul întregii operații 8—7—8 în timpul încălzirii 11—4—11 la spălare	62	52 8—7—8 58 11—4—11	58	11—4—11	3	5	2 a cîte 2 minute	
CANDY Italia	Tamburul se rotește în decursul întregii operații cu o pauză de 3′ după atingerea temperaturii de 60°C	40	36 7—23—7 108 7—3—7	83	7—13—7 7—3—7	4	prima 5 a-2-a și a-3-a 7,5 și și a-4-a 7	3 a cîte 2 min.	
PHILIPS 822 RFG	Tamburul se rotește în decursul întregii operații 12—3—12 2,5 min. 3—18—5—40 63 min. 12—3—12 21,5 min.	34	60 3—18—5 40 38 12—3—12	88	12—3—12	5	I și a-II-a cîte 6, a III-a și a-IV-a cîte 5 a-V-a 4.	una după cea de-a IV-a limpezire de 2′.	
MIELE W 459 RFG	Tamburul se rotește în decursul întregii operații 9—4—9 la încălzire 13—2—13 la spălare	74	147 9—4—9 33 13—2—13	84	13—2—13	4	I 4 min., II 5 min., III 5,5′ IV 5 min.	după a doua limpezire 5′, după a treia limpezire 5′	
SIWAMAT 850 Electronic Firma Bosch-Siemens-Hausgerete RFG	Tamburul se rotește în decursul întregii operații 14—4—14 la încălzire 14—4—10 la spălare.	76	100 14—4 40 10—4	80	14—4—14	4	1,2,3 cîte 3 min. a-IV-a 4 minute		
SIWAMAT 810 Firma Siemens RFG	Tamburul se rotește în decursul întregii operații în regim combinat de reversare.	33	144 în regim combinat	64	5—5—5	4	5		
OTO-2 URSS	Tamburul se rotește în decursul întregii operații 5—10—5 pînă la 40°C, 10—5—10 între 40 și 90°C, 14—1—14 peste 90°C	78	20 5—10 90 10—5 50 14—1	75	14—1—14	4	4	după clătirile 2 și 3 cîte 2′.	

Tabelul 2

Coeficientul complex calculat pentru unele modele străine de mașini automate de spălat rufe utilizînd datele din tabelul 2

Modelul și firma	$\frac{A_i}{A_n}$	$\frac{L_n}{L_i}$	$\frac{S_n}{S_i}$	$\frac{U_n}{U_i}$	$\frac{P_n}{P_i}$	$\frac{W_n}{W_i}$	$\frac{Q_n}{Q_i}$	K_c	Observații
LAVAMAT DE LUX Electronic									
AEG Telefunken RFG	0,94	1,66	1,445	1,953	1,25	1,428	1,735	31,5	
CANDY Italia	0,76	1,74	1,225	1,666	1,04	1,159	1,37	3,92	
PHILIPS 822 RFG	0,87	1,74	1,64	1,437	0,98	1,25	1,16	9,3	
MIELE W 459 RFG	0,88	1,66	1,75	1,136	0,937	1,194	1,344	8,6	
SIWAMAT 850 Electronic RFG	0,91	1,66	1,414	1,094	0,926	1,23	1,03	6,18	
SIWAMAT 810 RFG	0,8	2,3	1,428	1,76	1,034	1,194	0,92	29,5	
OTO 2 URSS	0,92	1,74	1,25	2,12	1,07	1,212	1,17	18,2	

$A=65$; $L_n=0,3$; $S_n=1$; $U_n=12,5$; $P_n=150$; $W_n=0,8$; $Q_n=34$.

Calculînd coeficientul complex conform (6), pe baza datelor din tabelul 1, și a valorilor standardizate ale indicatorilor caracteristici ai mașinii de spălat rufe s-au obținut rezultatele prezentate în tabelul 2.

Din analiza rezultatelor prezentate în tabelul 3 se constată că, valoarea coeficientului complex exprimă sintetic performanțele funcționale ale mașinii automate de spălat rufe și evidențiază direcțiile în care trebuie acționat pentru ridicarea nivelului acestor performanțe care se caracterizează, în final, prin ciclograma de funcționare.

În ceea ce privește funcția de spălare, avînd cea mai mare importanță pentru obținerea unui coeficient complex cît mai ridicat, trebuie să se acționeze asupra elementelor care determină creșterea indicatorului A_i, respectiv acțiunea mecanică și acțiunea termică.

În acest sens, conform celor menționate în 1.1.1 și 1.1.2. apare necesitatea realizării unui volum mare de experimentări avînd în vedere următorii parametri :

- volumul soluției de spălare V, l;
- concentrația detergentului la prespălare : C_1, g/kg;
- temperatura soluției de spălare la prespălare : t_1, °C;
- durata prespălării : τ_1, h;
- regimul de lucru al tamburului la prespălare : S_1, %;
- acțiunea mecanică la prespălare : m_1, %;
- temperatura soluției de spălare la spălarea de bază : t_2, °C;
- concentrația detergentului la spălarea de bază : C_2, g/kg;
- durata spălării : τ_2, h°;
- acțiunea mecanică la spălare : m_2, %;
- regimul de lucru al tamburului la spălare : S_2, %.

Cercetările efectuate de autor dau posibilitatea precizării domeniilor în care variază acești parametri așa cum se evidențiază în tabelul 3.

Tabelul 3

Limitele între care variază valorile unor parametri ai mașinilor de spălat rufe

Parametrul	U/M	Domeniu de variație	
		min	max
Volumul soluției de spălare	l	12	22
Temperatura soluției la prespălare	°C	30	40
Concentrația detergentului la prespălare	g/kg	12	20
Temperatura soluției la spălare	°C	60	95
Concentrația detergentului la spălare	g/kg	15	27

În ceea ce privește durata operației de prespălare și de spălare se precizează faptul că aceasta se compune dintr-o parte variabilă τ_1, care cuprinde timpul pînă la atingerea temperaturii prestabilite și o parte τ_2 constantă, după atingerea acestei temperaturi :

$$\tau_1 = f(V, t_a, t, t_i, P, \eta),$$

unde : — V — volumul soluției, l;
— t_a — temperatura ambiantă, °C;
— t — temperatura finală a soluției, °C;
— t_i — temperatura inițială a soluției, °C;
— P — puterea elementului încălzitor, W;
— η — randamentul de încălzire al mașinii, %.

Puterea elementului încălzitor este limitată de intensitatea curentului de priză din locuință. În mod obișnuit $P \leqslant 2\,000$ W.

Temperatura ambiantă variază în limitele a 15—30°C, iar temperatura inițială a soluției în limitele a 5 — 25°C.

În perioada τ_1 rufele sînt supuse atît acțiunii termice, cît și acțiunii mecanice, iar în perioada τ_2 numai acțiunii mecanice.

Turația optimă a tamburului în regim de spălare se calculează cu relația empirică :

$$n = \frac{37{,}1}{\sqrt{D}} \text{ rot/min, [5],} \qquad (8)$$

unde D este diametrul tamburului, m.

Din punct de vedere al structurii ciclului de funcționare a tamburului se pot evidenția următoarele situații :

$M \geqslant 70\%$ — acțiunea intensă ;

$50\% \leqslant M \leqslant 70\%$ — acțiunea mecanică normală ;

$M \leqslant 50\%$ — acțiunea mecanică ușoară.

Valoarea lui M se calculează cu relația (1).

În perioada de încălzire regimul de funcționare a tamburului conduce la o acțiune mecanică ușoară, care corespunde structurilor 5—5, 5—10, 2—7, 7—23, 3—18.

După încălzire (perioada τ_1) regimul de funcționare a tamburului conduce la o acțiune mecanică normală sau intensă, în funcție de caracteristicile lenjeriei, corespunzătoare structurilor : 9—6 ; 10—5 ; 8—7 ; 7—3 ; 7—8 ; respectiv : 14—4 ; 13—2 ; 12—3 ; 11—4 ; 10—4.

3. Elaborarea ciclogramei pentru optimizarea funcționării mașinii automate de spălat rufe

Din cele prezentate rezultă că optimizarea funcționării mașinii automate de spălat rufe presupune elaborarea unui număr mare de ciclograme și alegerea celei care conduce la obținerea unui coeficient complex cît mai mare.

În acest sens, utilizînd instalația de încercare prezentată în figura 1, s-a studiat mașina automată de spălat rufe „AUTOMATIC" din fabricația I. M. Cugir, avînd următoarele caracteristici funcționale :

- capacitate nominală 5 kg ;
- turația tamburului la spălare 60 rot /min ;
- turația tamburului la stoarcere 390 rot/min ;
- puterea elementului încălzitor 2300 W ;
- puterea absorbită de motorul principal : 280 W la spălare ; 650 W la stoarcere ;
- aptitudinea de spălare 65%
- eficacitatea de limpezire 0,3 m vol/kg ;
- uzura rufelor : 0,8 g/kg ;
- eficacitatea de stoarcere 1 ;
- durata ciclului celui mai lung : 150 min ;
- consumul de apă : 34 litri/kg ;
- consumul de energie electrică : 0,8 kWh/kg ;
- structura ciclului : 11 — 4 — 11
- temperatura soluției la prespălare 40_1°C ;
- temperatura soluției la spălare 90°C.

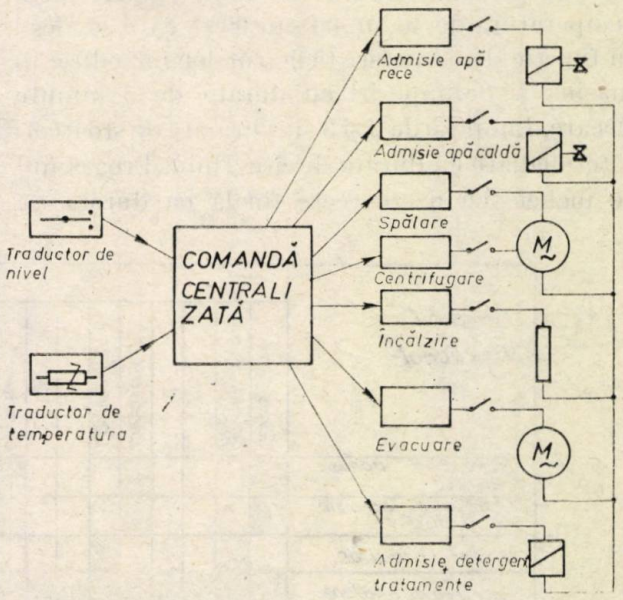


Fig. 1. Schema de principiu a instalației experimentale pentru elaborarea ciclogramei optime de funcționare a mașinii de spălat rufe.

Cu ajutorul instalației din figura 1 se realizează

— alimentarea mașinii cu apă caldă și apă rece în amestec la temperatura cerută de tehnologia de spălare ;

— introducerea în mașină a unui volum de apă, corespunzător modulului dorit ;

— alegerea oricărui regim de funcționare a tamburului în perioada de încălzire și în perioada de spălare ;

— încălzirea soluției de spălare, în mod sigur la temperatura stabilită, în funcție de caracteristicile țesăturilor ;

— efectuarea unui număr dorit de limpeziri și de stoarceri cu posibilitatea modificării duratei acestora.

Pe baza rezultatelor obținute s-a elaborat ciclograma prezentată în figura 2.

Încercările efectuate asupra mașinii pentru determinarea performanțelor funcționale menționate în [1] utilizînd ciclograma prezentată în figura 2 și ciclograma actuală (fig. 3) au condus la rezultatele prezentate în tabelul 4.

Calculînd coeficientul complex cu ajutorul relației (6) pentru cele două ciclograme rezultă următoarele valori :

— pentru ciclograma actuală $K = 7{,}2$;
— pentru ciclograma elaborată $K = 69{,}2$.

Din analiza rezultatelor obținute reiese că ciclograma elaborată conduce la performanțe net superioare.

Conform ciclogramei propuse ciclul de spălare pentru programul *bio* cuprinde două prespălări la temperatura de 40°C, spălare la o temperatură de 40,50, 60 sau 90°C, care se alege în funcție de caracteristicile rufelor introduse în mașină și 3 limpeziri cu durata de 5 minute fiecare. Limpezirile 2 și 3 sînt urmate de stoarceri intermediare cu durata de cîte 2 min. Programul se încheie cu o stoarcere finală cu durata de 5 min. Pentru rufele care nu necesită stoarcere, această operație se suspendă de către utilizator.

Acțiunea mecanică asupra rufelor este deosebit de slabă în perioada de încălzire a soluției de spălare, tamburul rotindu-se în regim de 3 — 27.

După atingerea temperaturii necesare regimul de funcționare a tamburului este ales în funcție de natura rufelor introduse fiind intens (12—3) pentru țesături rezistente cu grad ridicat de murdărie și normal (7—8) pentru țesături delicate.

La atingerea temperaturii prestabilite durata acțiunii mecanice este de 10 min. la prespălare și la spălare la temperatura de 40, 50, 60°C. La spălarea la temperatura de 90°C, după trecerea

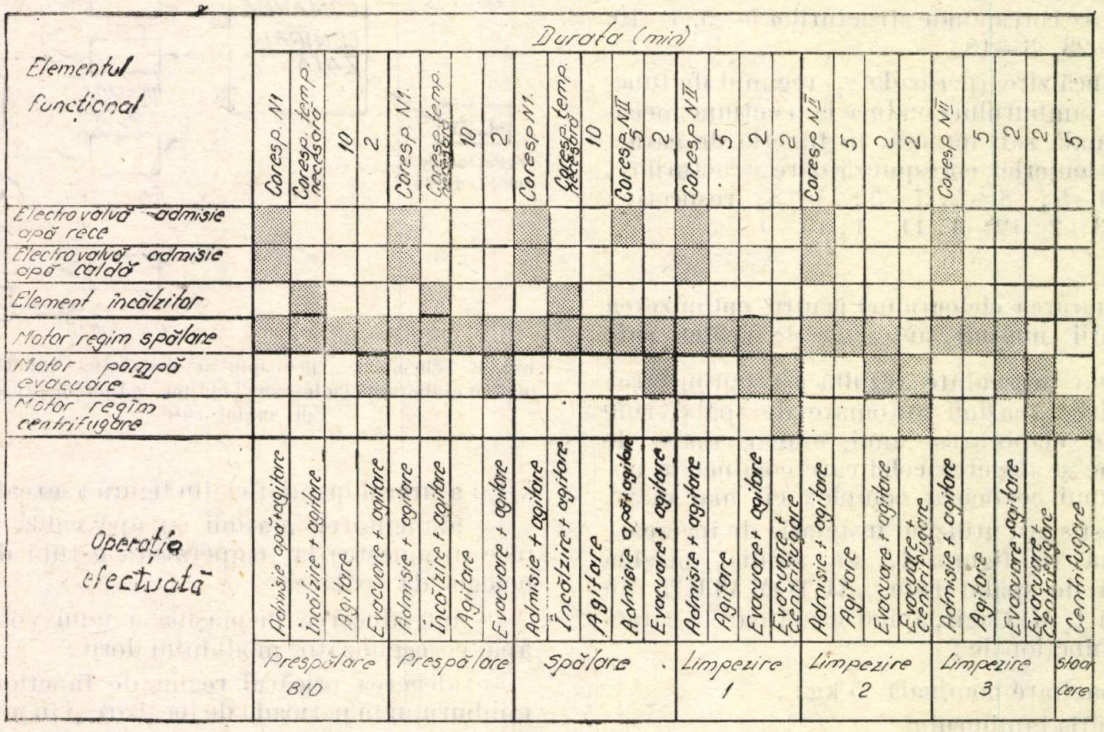


Fig. 2. Ciclograma actuală a mașinii „AUTOMATIC".

Tabelul 4

Rezultatele obținute la încercarea mașinii automate de spălat rufe tip „AUTOMATIC" din fabricația I.M. Cugir

Parametrii / Ciclograma		Aptitudinea de spălare, %	Eficacitatea de limpezire, m vol/kg	Eficacitatea de stoarcere, %	Uzura rufelor, g/kg	Durata ciclului celui mai lung, min	Consumul de apă, l/kg	Consumul de energie electrică, kWh/kg	Temperatura soluției, °C: inițial	la prespălare	la spălare
Ciclograma actuală		67,5	0,37	67	0,4	180	26	0,17	20	40	90
Ciclograma elaborată	1	76	0,18	80	0,3	145	19,4	0,52	20	40	90
	2	75	0,18	80	0,295	125	19,4	0,35	40	40	90
	3	74,5	0,18	80	0,29	100	19,4	0,13	60	40	90

celor 10 minute mașina se alimentează cu apă rece (cca. 6,5 litri) și acțiunea mecanică continuă încă 5 min.

Modulul de apă este de 2,5 litri pe kg iar la spălarea la 90°C și la limpeziri este 3,6 litri pe kg.

Pentru ciclograma elaborată parametrii funcționali ai mașinii se pot îmbunătăți prin operarea unor modificări constructive respectiv echiparea mașinii cu motor de acționare cu posibilitatea reglării în limite largi a turației tamburului atît în regim de spălare, cît și în regim de stoarcere.

Din analiza relației (6) se constată că la mașinile cu turația la centrifugare sub 400 rot/min, eficacitatea la stoarcere are o influență negativă asupra coeficientului complex.

Se impune, un studiu mai detaliat al regimului de centrifugare pentru realizarea unei eficacități cît mai ridicate a stoarcerii în condiții economice.

4. Concluzii

Studiul teoretic și experimental pentru elaborarea unei ciclograme de funcționare, care să conducă la optimizarea regimurilor de lucru ale mașinii automate de spălat rufe, dă posibilitatea determinării unui coeficient complex ce caracterizează performanțele funcționale ale mașinii, pe baza căruia se pot stabili direcțiile în care trebuie orientată activitatea constructorilor și utilizatorilor

Ciclograma elaborată, precum și considerațiile teoretice referitoare la regimul de spălare și de stoarcere stau la baza proiectării unor tipuri de mașini automate de spălat rufe echipate cu programator adecvat, termostat electronic, motor de acționare cu regulator electronic de turație etc.

Cercetările viitoare în domeniu trebuie să fie orientate în următoarele direcții:

- optimizarea procesului de stoarcere prin creșterea turației tamburului la 800—1 000 rot/min și introducerea regimului de funcționare în trepte sau în cicluri;
- reducerea numărului de limpeziri prin introducerea unor stoarceri intermediare de scurtă durată;
- scurtarea duratei ciclului de spălare pe seama intensificării acțiunii mecanice prin modificarea corespunzătoare a turației tamburului și a regimului de rotație a acestuia în funcție de tipul de țesătură.

Bibliografie

[1] STAS 6980/3-82
[2] GOST 8051-83
[3] CEI Publicația 456
[4] *Ilianșenko, N.D., Petco, I.V.* Zavisimost cacestva stirki i haractera postroenia tehnologicescogo practica obrabotki belia v bitovih automaticeschih stiralnih mașinah. In: Bitovaia Electrohnika (**24**) nr. 5, URSS 1974, p. 10—17.
[5] *Nagornii, P. J.* și alți. Funcționalnie haracteristiki stiralnih avtomaticeskih bitovih mașin v zavisimosti ot rejimov ih rabot. In: Electrobitovie mașini i pribori. Kiev, 1974, p. 36—41.
[6] *Rebinder, P. A.* Fizico-himia moiușcego deistvia. In: H.J. Nr. 5, URSS, 5—25.
[7] Metodă pentru curățirea țesăturilor. Patent 3 914 107 SUA.
[8] Mașină de spălat rufe și metodă pentru comanda acesteia. Patent SUA 35 97 777.
[9] Metode de prelucrare a rufelor în mașina de spălat. Patent Anglia nr. 13 77 024.

CZ 621.313 : 536.53

MAȘINI ELECTRICE
TERMOMETRU ELECTRONIC

Măsurarea temperaturii înfășurărilor unei mașini electrice în timpul funcționării

Ș. BÎRCA-GĂLĂȚEANU, RADU ILIESCU* — BUCUREȘTI

Pentru măsurarea temperaturii înfășurării de excitație a unui motor sau generator electric, se măsoară rezistența electrică a înfășurării și se calculează temperatura, cu relația aproximativă standard. Un convertor analogic-numeric convertește *raportul* între tensiunea de intrare U_i și tensiunea de referință U_r.

Ținînd seama de acestea s-a construit un termometru electronic pentru măsurarea temperaturii înfășurărilor *în timpul funcționării* (fără deconectări), aplicînd U_r proporțională cu *curentul* de excitație și U_i — cu *tensiunea* de excitație. Cele două tensiuni sînt transmise cu izolare galvanică prin optocuploare.

1. CAN este divizor de tensiuni [I]

Un convertor analogic-numeric (CAN), nu convertește tensiunea de intrare, ci *raportul între U_i și tensiunea de referință U_r*. Pentru a se asigura regimul de funcționare liniară a CAN, U_r trebuie să se încadreze într-o gamă de valori mai restrînsă decît U_i, dar suficient de largă pentru a fi utilizabilă. De exemplu, $U_i = 0 \div 10$V, $U_r = 2 \div 10$ V, eventual cu condiția $U_i < U_r$.

* Dr. ing. *Bîrcă-Gălățeanu, Ș.* — Inst. Politehnic — București, ing. *Iliescu Radu* — Intr. „Electronica" — București.

„CAN-divizor (de tensiuni)" oferă o soluție mai simplă, deci, mai ieftină, și asigură o precizie mai bună, de exemplu, la unele instrumente de măsură: ohmetre, debitmetre etc.

În ohmetre, dacă se aplică drept U_r o tensiune proporțională cu curentul prin rezistorul măsurat, variațiile acestei tensiuni nu afectează precizia măsurării. În schimb, se poate măsura foarte precis variația rezistenței rezistorului, datorită încălzirii de către curentul care îl străbate.

Se poate astfel determina temperatura *în timpul funcționării* a înfășurării de excitație a unui motor sau generator electric, prin măsurarea rezistenței înfășurării. Măsurarea este utilă pentru a pune în evidență eventuala supraîncălzire care, prelungită, ar deteriora motorul. Pentru aceasta se folosește un divizor de tensiune și o rezistență-serie—traductor de curent. Tensiunile de la traductoare sînt transmise cu izolare galvanică, prin intermediul unor optocuploare. Se obțin apoi valorile medii ale tensiunilor, cu ajutorul unor filtre active trece-jos, și se efectuează cîtul lor cu un „CAN divizor". Curentul este deja bine filtrat de însăși inductanța înfășurării. Nu este necesară filtrarea riguroasă a tensiunii, datorită funcționării prin integrare a CAN cu dublă pantă.

Se admite, pentru creșterea cu temperatura a rezistenței sîrmei de cupru, relația liniară (aproximativă):

$$R(\theta) = R(\theta_0)[1+\rho(\theta-\theta_0)], \qquad (1)$$

În care ρ este considerat la temperatura θ_0. De obicei, $\theta_0 = 15°C$, pentru care $\rho = 1/234{,}5$, iar $R(\theta_0) = 0{,}1 \div 0{,}4\ \Omega$. Din această relație se calculează:

$$\theta = \theta_0 + \frac{1}{\rho}\left[\frac{R(\theta)}{R(\theta_0)} - 1\right]. \qquad (2)$$

Se poate obține la ieșirea CAN direct, cu indicarea temperaturii cu ajutorul circuitului simplu din figura 1.

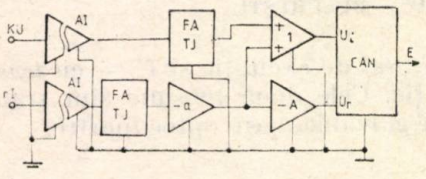


Fig. 1. Schema-bloc a termometrului electronic.

După amplificatoarele cu izolare galvanică AI și filtrele active trece-jos FATJ urmează amplificatoarele și CAN care realizează funcția:

$$E = 200\,\frac{KU - arI}{AarI} = \frac{200}{A}\left[\frac{K}{ar}R(\theta) - 1\right], \qquad (3)$$

deoarece $R(\theta) = U/I$. Coeficientul 200 apare din construcția CAN. Traductorul are rezistența $r = 3 \cdot 10^{-5}\Omega$, sau $1{,}5 \cdot 10^{-5}\Omega$, astfel încît tensiunea maximă pe r să fie 150 mV, respectiv 75 mV la $I_{Max} = 5\,000$ A. Pentru ca U_r să ia valori între 2 și 10V, s-a reglat $A_{AI} = 66$.

Impunînd condiția ca E, $[V] = \theta[°C]$, rezultă prin compararea relațiilor (2) și (3), pentru $r = 3 \cdot 10^{-5}\ \Omega$:

$$\frac{200}{A} = \frac{1}{\rho} - \theta_0 = 234{,}5 - 15,$$

deci: $A = 0{,}911 = A(\theta_0) =$ (4)

$$= \frac{200K}{Aar} = \frac{\left(\frac{1}{\rho} - \theta_0\right)K}{ar} = \frac{1}{\rho R(\theta_0)},$$

deci: $$\frac{K}{a} = \frac{3}{0{,}2}\,\frac{234{,}5}{219{,}5} \cdot 10^{-5}.$$

Tensiunea KU trebuie să fie de cel mult 12 V, pentru a nu se risca limitarea semnalului datorită apropierii de tensiunea de alimentare: $U_{Max} = 600$ V, deci $K < 0{,}02$.

Trebuie ca $KU - arI \leqslant (180/200)\,AarI \approx 0{,}8\,arI$ pentru a nu depăși scala CAN. Admițînd $arI \leqslant 10$ V, rezultă $a = 66$ (de aceea s-a reglat $A_{AI} = 66$) și $K = 0{,}008$.

2. Convertorul analogic-numeric CAN

Valorile obișnuite de temperatură sînt între + 5°C și + 80°C. Accidental, temperatura poate depăși 100°C, de aceea CAN a fost construit să poată afișa pînă la 180°C. Precizia afișării, de 0,1°C, este satisfăcătoare și este mai bună decît precizia relației standard (2) utilizată pentru exprimarea dependenței de temperatură a rezistenței cuprului. În concluzie, s-a proiectat, un CAN cu dublă rampă, cu afișare zecimală, cu $3^1/_2$ cifre și poziție fixă a punctului zecimal (fig. 2 și 3).

Tensiunea de referință U_r este amplificată cu (—1), deci, i se inversează polaritatea de către circuitul cu $A3$. Echilibrarea imprecisă a ofsetului sau/și a rezistențelor de intrare ale acestui etaj determină o eroare aditivă asupra valorii $-U_r$, deci, eroare multiplicativă asupra temperaturii indicate.

Pentru etajul integrator s-a ales varianta de integrator rapid, caracterizat prin separarea condensatorului de integrare C față de borna de intrare a lui $A4$, cu ajutorul unei rezistențe ($R5$). S-a folosit $A0$ cu performanțe superioare, tip ROB 101. Echilibrarea imprecisă a ofsetului sau/și a rezistențelor de intrare ale acestui etaj determină oprirea regimului oscilant al integratorului, deci, blocarea afișării, la tempera-

turi apropiate de 0°C, deoarece tensiunea la ieșirea lui $A4$ nu mai atinge 0 V, deci nu mai declanșează comparatorul. Condensatorul C se încarcă cu un curent proporțional cu U_i (prin $R7$ și $R8$) în timpul a 2 000 impulsuri de tact,

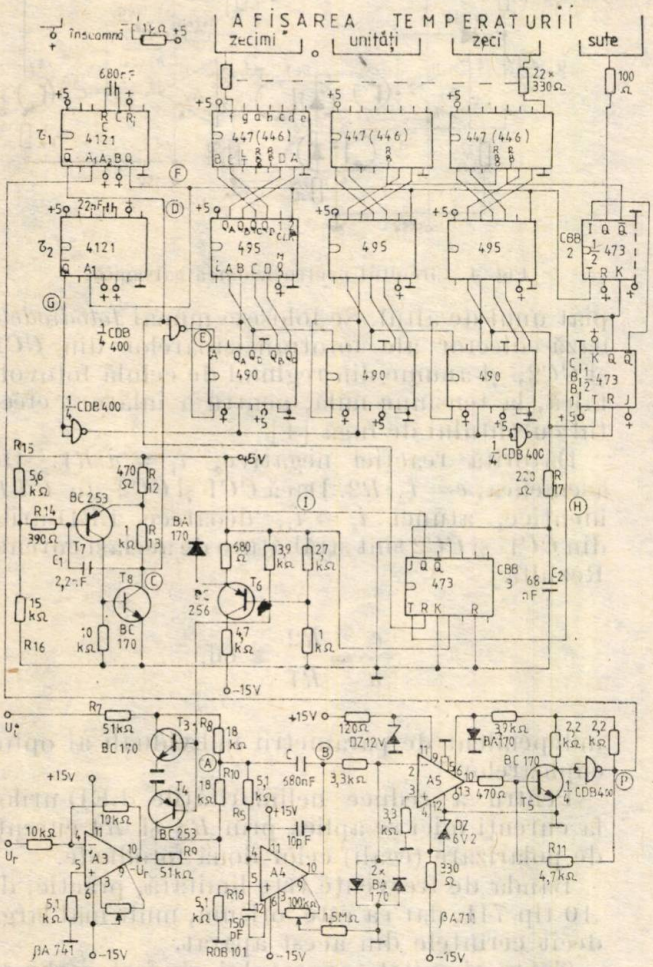


Fig. 2. CAN cu dublă rampă, cu afișare zecimală cu 3 cifre.

timp în care tranzistorul $T4$ — comutator al tensiunii ($-U_r$), este saturat. C se descarcă apoi pînă la tensiunea de 0 V, cu un curent proporțional cu U_r (prin $R9$ și $R10$), (semnalele A și B în fig. 3), timp în care $T3$ — comutator al tensiunii U_i — este saturat. La intrarea „—" a lui $A4$ apare, deci, un generator cu impedanța internă 5,1 kΩ față de punctul de conectare a lui C, deci, și la borna „+" trebuie conectată o rezistență ($R6$) de 5,1 kΩ pentru a îmbunătăți stabilitatea la variațiile temperaturii.

După integrator urmează un limitator cu diode, pentru a proteja intrarea comparatorului $A5$.

A fost ales comparatorul rapid βA 711, din care secțiunea neutilizată este dezactivată prin conectarea la masă a bornei respective de activare.

După comparator urmează un trigger Schmitt, formator de impuls de comandă TTL (tensiunea P), construit cu tranzistorul $T5$, urmat de o poartă inversoare TTL, cu reacție pozitivă prin rezistența $R11$.

Comutatoarele pentru U_i și U_r sînt comandate prin intermediul unui translator de nivel ($T6$), de la nivelele logice „0" și „1" TTL la tensiunile + 0,7 V, respectiv — 0,7 V, pentru a putea satura și bloca pe $T3$ și $T4$.

Generatorul de tact (tensiunea C) este un CBA cu un singur condensator de temporizare $C1$ și cu tranzistoare complementare. $C1$ se încarcă prin $R12$, joncțiunea bază-emitor a

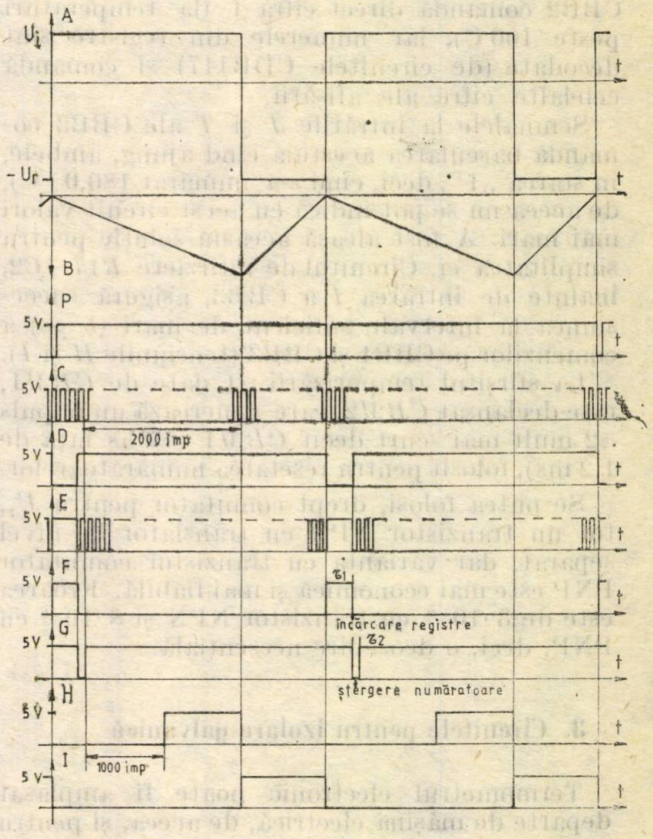


Fig. 3. CAN cu dublă rampă, cu afișare zecimală cu 3 cifre.

tranzistorului $T7$ și prin tranzistorul $T8$ saturat. Cînd s-a încheiat încărcarea, $T7$ nu mai are curent de bază, deci $T7$ și $T8$ se blochează, iar $C1$ se descarcă prin R12+R13+R14 și divizorul R15—R16. Acest divizor asigură o tensiune mai pozitivă, pe baza tranzistorului $T7$, decît tensiunea dată de divizorul $R12-R13$ pe emitorul lui; în caz contrar, $T7$ și $T8$ ar rămîne permanent în conducție. Frecvența poate fi reglată fin modificînd $R14$ și brut — modificînd $C1$, fără primejdia ieșirii din oscilație. Reglarea frecvenței prin modificarea divizoarelor poate duce la ieșirea din oscilație a generatorului de tact. După montarea condensatorului de integrare C, a cărui valoare nu poate fi foarte precisă, reglarea frecvenței CBA este posibilitatea cea mai comodă de ajustare a factorului de scală (multiplicativ) al afișării.

Impulsurile de tact se aplică printr-o poartă SI—NU (tensiunile D și E) numărătorului zecimal cu 3 circuite CDB 490 și un CBB separat (1/2 CDB 473), în timpul descărcării condensatorului C. În momentul anulării tensiunii pe C, impulsul de comandă P, declanșează CBM1 și închide poarta SI—NU. Impulsul resetează CBB3 care comandă inversarea stărilor comutatoarelor pentru U_i și U_r. La sfîrșitul temporizării date de CBM1 (tensiunea F), numărul de impulsuri din circuitele 490 și CBB1 este memorat în registrele tip CDB495 și în CBB2. CBB2 comandă direct cifra 1 (la temperaturi peste 100°C), iar numerele din registre sînt decodate (de circuitele CDB447) și comandă celelalte cifre ale afișării.

Semnalele la intrările J și T ale CBB3 comandă basculareа acestuia cînd ajung, ambele, în starea „1", deci, cînd s-a numărat 180,0 (°C), de aceea nu se pot indica cu acest circuit valori mai mari. A fost aleasă această soluție pentru simplitatea ei. Circuitul de întîrziere $R17-C2$, înainte de intrarea I a CBB3, asigură succesiunea la intervale suficient de mari (5 μs) a comenzilor pe CBB1 și CBB3 (tensiunile H și I).

La sfîrșitul temporizării $\tau 1$ date de $CBM1$, este declanșat $CBM2$, care generează un impuls $\tau 2$ mult mai scurt decît $CBM1$ (40 μs față de 1,2 ms), folosit pentru resetarea numărătoarelor.

Se putea folosi, drept comutator pentru U_r, tot un tranzistor NPN cu translator de nivel separat, dar varianta cu tranzistor comutator PNP este mai economică și mai fiabilă. Eroarea este de $3 \cdot 10^{-6}$ cu tranzistor NPN și $8 \cdot 10^{-6}$ cu PNP, deci, o deosebire neesențială.

3. Circuitele pentru izolare galvanică

Termometrul electronic poate fi amplasat departe de mașina electrică, de aceea, și pentru a preveni accidentele, tensiunile U_i și U_r sînt transmise la CAN cu izolare galvanică prin circuite cu optocuploare (fig. 4) [2], [3] — soluție ieftină, stabilă și rezistentă la perturbații.

Amplificatorul $A1$, urmat de repetorul $T1$, este convertor tensiune-curent, iar $A2$, urmat de $T2$ — convertor — curent-tensiune. Semnalul este transmis de optocuplorul $CC1$. $CC2$ închide o buclă de reacție negativă, care reduce (ideal — elimină) efectele neliniarității, îmbătrînirii și ale dependenței de temperatură a lui $CC1$. $CC1$ și $CC2$ sînt de același tip și din aceeași serie, *sortate* pentru a avea CTR cît mai apropiat unul de altul. Se folosesc numai *fotodiodele* bază-colector ale fototranzistoarelor din $CC1$ și $CC2$, și anume din regimul de celulă fotovoltaică, la tensiune nulă, pentru a înlătura efectul curentului de fugă [4].

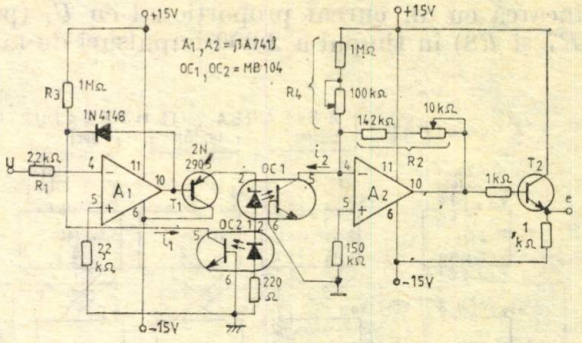


Fig. 4. Circuitul pentru izolarea galvanică.

Datorită reacției negative, $i_1 = u/R1$. De asemenea, $e = i_2 \cdot R2$. Dacă $CC1$ și $CC2$ au CTR identice, atunci $i_2 = i_1$, deoarece LED-urile din $CC1$ și $CC2$ sînt străbătute de același curent. Rezultă :

$$\frac{e}{u} = \frac{R2}{R1} \approx 66,$$

independent de parametrii individuali ai optocuploarelor.

Pentru a reduce neliniaritățile LED-urilor la curenți mici se aplică prin $R3$ și $R4$ curenți de polarizare (egali) celor două fotodiode.

Banda de frecvențe este limitată, practic, de $A0$ tip 741, dar ca este, oricum, mult mai largă decît cerințele din acest aparat.

Toate circuitele aparatului au fost realizate și au dat deplină satisfacție.

Bibliografie

[1] *Bîrcă-Gălățeanu, Ș.* Convertorul analogic-numeric este și divizor. Lucrările Conf. Anuale de Semiconductoare, CAS, ed. 7-a, Timișu-de-Sus, 11 oct. 1984, p. 453—455.
[2] *Bîrcă-Gălățeanu, Ș., Sporea, D.* Circuite optoelectronice, Ed. Militară, București, 1986, paragrafele 1.2, 1.8, 1.9.
[3] *Cushman, R. N.* Designer's guide to optical couplers, EDN, vol. **18**, nr. 14/20 iulie 1973, p. 50—57.
[4] *Sporea, D., Bîrcă-Gălățeanu, Ș.* Optoelectronica. Dispozitive și aplicații, Ed. Militară, București, 1983, cap. 4.

CZ 621.313.13

GIROMETRU
METODE DE TESTARE

Parametrii girometrului aservit. Metode de testare

VIRGIL RACICOVSCHI, FLORIN HOGEA* — BUCUREȘTI

Introducere

Traductorul giroscopic de viteză unghiulară, numit și girometru, este un sistem electromecanic care înglobează mai multe micromașini electrice speciale, a cărui mărime de de intrare este viteza unghiulară de rotație a vehiculului, pe care se montează acest tip de traductor, în jurul uneia din axele sale, iar mărimea de ieșire este o tensiune proporțională cu excitația mecanică amintită.

Sensul mișcării se conservă în faza semnalului de ieșire, în cazul semnalului de ieșire de c.a., sau în polaritatea sa, în cazul ieșirii de c.c.

Girometrul își găsește numeroase aplicații în aviație, tehnica spațială, pentru vehicule terestre sau navale.

Schema funcțională a sistemului de reglaj automat de tip girometru este prezentată în figura 1.

Ca urmare a rotirii vehiculului în jurul axei Oy (fig. 2), cu viteza unghiulară $\bar{\alpha}$ și odată cu vehiculul rotirea girometrului montat cu axa sa de intrare după Oy, apare un cuplu giroscopic $\bar{M}g = \bar{K} \times \bar{\dot{\alpha}}$, unde $\bar{K} = J\bar{\Omega}$ reprezintă momentul cinetic al giromotorului, creat ca urmare a

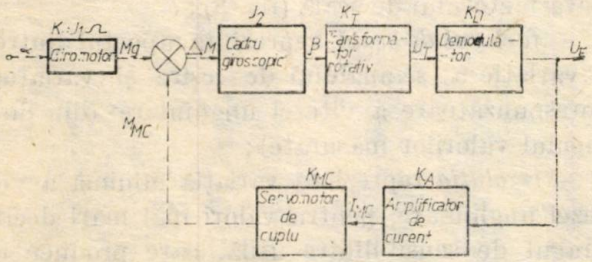


Fig. 1. Girometru. Schema-bloc.

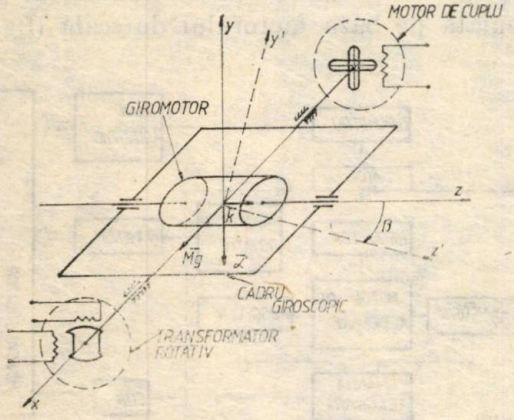


Fig. 2. Girometru. Mărimi de calcul.

rotirii acestuia cu viteza unghiulară $\bar{\Omega}$ în jurul axei proprii de rotație, iar J — momentul de inerție al giromotorului după axa proprie de rotație.

Cuplul giroscopic determină rotirea cadrului giroscopic și apariția unui dezacord β între rotorul și statorul transformatorului rotativ care furnizează astfel, la ieșire, o tensiune U_T proporțională cu unghiul de dezacord.

Această tensiune, demodulată și amplificată, comandă un element de execuție, care pentru acest sistem automat este un servomotor de cuplu de curent continuu fără colector. Cuplul dezvoltat de acest servomotor $\bar{M}_{MC}$, echilibrează cuplul girsoscopic.

Ecuația de echilibru dinamic a cuplurilor după axa de ieșire Ox a girometrului este:

$$M_i + M_a + M_e + M_p = Mg, \qquad (1)$$

unde:

$M_a = K_a\dot{\beta}$, K_a este constanta de amortizare determinată, în principal, de frecarea vîscoasă de natură mecanică din lagăre și frecarea vîscoasă de natură electrică a motorului de cuplu.

Înlocuirea motorului de cuplu cu un arc de torsiune, reclamă și introducerea unui amortizor electromagnetic.

$M_e = K_e\beta$, K_e este constanta elastică a arcului de torsiune, în cazul utilizării generatorului mecanic de cuplu elastic rezistent, respectiv un produs de constante ale transformatorului rotativ K_T, demodulatorului K_D și a motorului de cuplu $K_{MC} = \dfrac{M_{MC}}{I_{MC}}$, în cazul utilizării generatorului electric de cuplu elastic rezistent, $Ke = K_T K_D K_{MC}$;

M_p — cuplul parazit, datorat frecărilor în lagăre M_F, abaterilor de la astatism (descentrarea giromotorului), prezenței dispozitivelor de alimentare;

$Mg = K\dot{\alpha}\cos\beta$ — cuplul giroscopic calculat pentru o poziție β a cadrului mobil, în raport cu poziția de referință;

M_i — cuplul datorat forțelor de inerție, $M_i = J_1\ddot{\beta}$.

În aceste condiții, ecuația de echilibru dinamic după axa de ieșire a girometrului devine:

$$J_1\ddot{\beta} + K_a\dot{\beta} + K_e\beta + \bar{M}p = K\dot{\alpha}\cos\beta, \qquad (2)$$

* Ing. Racicovschi, V. și Hogea, Fl. — ICPE București.

sau :

$$\ddot{\beta} + \frac{Ka}{J_1} + \frac{Ke}{J_1} + \frac{1}{J_1} Mp = \frac{K}{J_1} \dot{\alpha} \cos \beta. \quad (3)$$

Dacă se folosesc notaţiile :

$$2\xi\omega_0 = \frac{Ka}{J_1}; \quad \omega_0^2 = \frac{Ke}{J_1}; \quad \xi = \frac{Ka}{2\sqrt{J_1 Ke}}, \quad (4)$$

şi se aproximează $Mp \approx 0$; $\cos \beta \approx 1$, ecuaţia (3) devine :

$$\ddot{\beta} + 2\xi\omega_0\dot{\beta} + \omega_0^2\beta = \frac{K}{J_1} \dot{\alpha}. \quad (5)$$

Ecuaţia (5) reprezintă forma cunoscută a ecuaţiilor diferenţiale ce caracterizează sistemele inerţiale de ordinul II.

Deoarece girometrul funcţionează într-un domeniu restrîns de unghiuri de ieşire ($\beta_{max} = \pm 2^c$) Ke se poate considera constantă.

Avînd în vedere că ceilalţi coeficienţi nu depind de variabile independente sau de timp, rezolvarea se poate face cu ajutorul transformatelor Laplace.

Funcţia de transfer a sistemului devine :

$$H(s) = \frac{\beta(s)}{\dot{\alpha}(s)} = \frac{K}{J_1} \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}. \quad (6)$$

Dacă la intrarea sistemului se consideră un semnal-treaptă de viteză, se obţine :

$$\beta(s) = \frac{\dot{\alpha}}{s} \quad H(s) = \frac{K}{J_1} \frac{1}{s(s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)} \dot{\alpha}, \quad (7)$$

sau :

$$\beta(s) = \frac{K}{K_e} \frac{\omega_0^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)} \dot{\alpha}, \quad (8)$$

Răspunsul în domeniul timp devine :

$$\beta(t) = \frac{K}{K_e}\left[1 - \frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{1 - \xi^2} \sin(\omega_0\sqrt{1 - \xi^2})t + \Phi\right] \dot{\alpha}, \quad (9)$$

unde :

$$\Phi = \text{arc cos } \xi.$$

În regim stabilizat, ecuaţia (8) are forma :

$$\beta = \frac{K}{K_e} \dot{\alpha}, \quad (10)$$

iar tensiunea de ieşire a demodulatorului, care este o măsură a deviaţiei unghiulare a echipamentului mobil, va fi proporţională cu viteza unghiulară după axa de intrare a girometrului :

$$U_E = \frac{K_D \cdot K_T K}{K_e} \dot{\alpha}. \quad (11)$$

Definirea parametrilor

Deoarece în literatura de specialitate se fac mai puţine referiri la evaluarea şi alegerea girometrelor, funcţie de aplicaţia specifică pentru care sînt destinate, se poate defini un set de parametri [2,3] după cum urmează :

— *domeniul de măsură*, care reprezintă intervalul de viteze unghiulare pe care le poate măsura aparatul ;

— *viteza minimă măsurată*, ce determină valoarea minimă a cuplului giroscopic care poate învinge forţa de frecare în lagăre :

$$\dot{\alpha}_{min} = \frac{M_F}{K}; \quad (12)$$

— *pragul de sensibilitate utilă*, care reprezintă valoarea minimă a vitezei unghiulare ce produce un semnal de ieşire, care aproximează cel puţin cu 50% valoarea de ieşire ce se estimează pe baza factorului de scală (fig. 3) ;

— *factorul de scală*, reprezintă raportul dintre o variaţie a semnalului de ieşire şi variaţia corespunzătoare a vitezei unghiulare (din domeniul valorilor măsurate) ;

— *rezoluţia* reprezintă variaţia minimă a vitezei unghiulare, pentru valori mai mari decît pragul de sensibilitate utilă, care produce o variaţie a semnalului de ieşire ce aproximează cel puţin cu 50% variaţia semnalului de ieşire calculată pe baza factorului de scală (fig. 3) ;

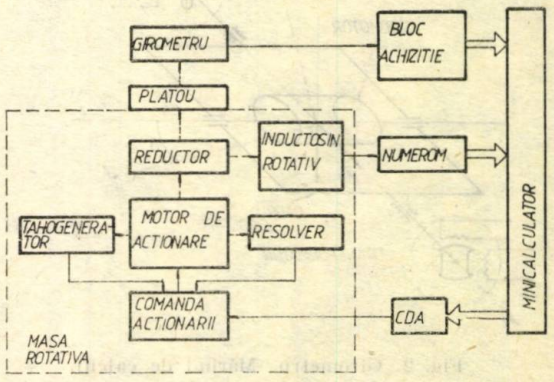


Fig. 3. Definirea parametrilor girometrului.

— *tensiunea reziduală* reprezintă valoarea maximă a semnalului de ieşire în lipsa excitaţiei mecanice (viteză unghiulară nulă după axa de intrare);

— *eroarea de histerezis*, reprezintă diferenţa între semnalele de ieşire obţinute pentru aceeaşi valoare absolută a vitezei unghiulare, corespunzătoare celor două sensuri de rotaţie, calculată la acea valoare absolută a vitezei unghiulare pentru care diferenţa este maximă, după un număr dat de cicluri (fig. 3);

— *eroarea de repetabilitate* reprezintă diferenţa între semnalele de ieşire obţinute pentru aceeaşi valoare a vitezei unghiulare, după un număr dat de cicluri.

— *eroarea de neliniaritate*, reprezintă deviaţia semnalului de ieşire de la dreapta, caracterizată de punctul corespunzător valorii medii a tensiunii reziduale şi respectiv factorului de scală, exprimată ca un procent din domeniul maxim al valorilor absolute ale semnalelor de ieşire, pentru acea viteză unghiulară pentru care valoarea erorii este maximă;

— *eroarea girometrului* reprezintă abaterea maximă a semnalului de ieşire de la valoarea calculată pe baza factorului de scală, exprimată ca un procent din domeniul maxim al valorilor absolute ale semnalelor de ieşire. Această eroare include efectul de histerezis, neliniaritatea, nerepetabilitatea, abaterea de la astatism, dezechilibrele mecanice etc. Valoarea obţinută se mai numeşte şi precizia girometrului;

— *deriva de nul*, reprezintă variaţia semnalului de ieşire, în lipsa excitaţiei mecanice raportată la o unitate de timp.

În general, se defineşte o derivă în volţi/oră la funcţionare continuă şi o derivă în volţi/lună, ambele la temperatura ambiată de funcţionare.

Ceilalţi parametri şi anume: coeficientul de calitate, viteza unghiulară de derivă, variaţia factorului de scală cu temperatura, variaţia erorii girometrului cu temperatura, sensibilitatea la acceleraţii, coeficientul de amortizare, frecvenţa oscilaţiilor proprii, timpul de intrare în funcţiune, domeniul temperaturilor de funcţionare au o interpretare clară şi apar definiţi în literatura de specialitate [1,4].

Metode de testare

Pentru măsurarea şi calculul parametrilor girometrelor se poate utiliza o instalaţie specializată comandată de un minicalculator conform schemei din figura 4.

Introducerea vitezei unghiulare după axa de intrare a girometrului se realizează cu un dispozitiv tip masă rotativă, a cărui precizie de impunere a vitezei unghiulare trebuie să fie superioară cu o clasă preciziei girometrului. În concordanţă cu realizările actuale din domeniul acţionărilor pentru roboţi, gama de reglaj a vitezei motorului nu depăşeşte $1 \div 5\,000$; $1 \div 10\,0000$ ceea ce impune, în cazul măsurării girometrelor cu valoare coborîtă a pragului de sensibilitate, utilizarea unui reductor de precizie fără joc, tip melc-roată melcată.

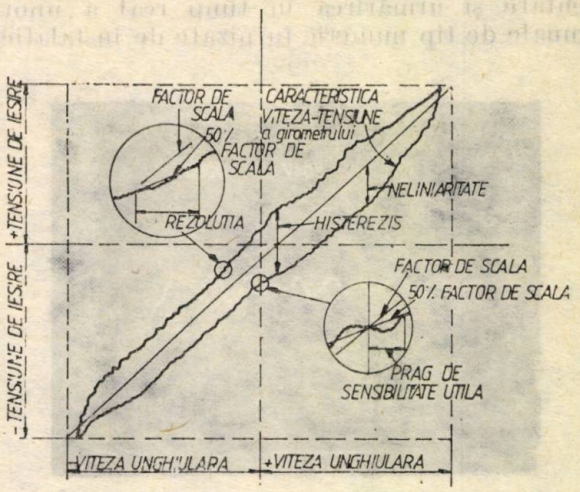


Fig. 4. Instalaţie pentru testarea girometrelor. Schema-bloc

Închiderea buclei de turaţie se poate face cu un tahogenerator sincron cu magneţi permanenţi, cu precizie de pînă la 0,01%, care constituie o realizare de excepţie în domeniul traductoarelor, în ICPE.

Poziţia platoului mesei rotative se traduce cu ajutorul unui inductosin rotativ cu 180 perechi de poli, care funcţionează în buclă cu un dispozitiv specializat de conversie a informaţiei traductorului şi care-i asigură, în acelaşi timp, şi excitaţia (tip NUMEROM).

Legătura între instalaţia propriu-zisă şi calculator se realizează cu ajutorul unei interfeţe specializate, care a fost concepută pornind de la cerinţele impuse de procesul de testare şi anume:

— achiziţia de semnale analogice cu o precizie de 0,03% pe întreg domeniul de măsură. Achiziţia semnalului analogic de la girometru întîmpină o serie de dificultăţi datorate, în principal, suprapunerii peste valoarea de curent continuu a semnalului de ieşire a unei oscilaţii cu frecvenţa de $60 \div 100$ Hz şi amplitudine de aproximativ 100 mV (fig. 5). Această oscilaţie reprezintă o cerinţă a sistemului de reglaj, în structura căruia intră girometrul, în scopul bunei funcţionări a elementelor de execuţie hidraulice dar serveşte şi pentru descărcarea lagărelor girometrului, minimizînd astfel efectul cuplului parazit datorat frecărilor în rulmenţi.

Abaterile de formă ale semnalului de ieşire conform figurii 5, unde semnalul are o prefiltrare a frecvenţelor înalte, sînt datorate imperfecţiunilor căilor de rulare ale rulmenţilor, precum şi particulelor de praf pătrunse în aparat.

Filtrarea semnalului de măsură se realizează cu un dispozitiv special care elimină componenta alternativă parazită, fără introducerea unor întîrzieri sau atenuări;

— impunerea mărimii de comandă pentru variatorul ce realizează rotirea platoului, pe

care este situat girometrul de testat, cu o pantă a tensiunii de comandă de max. 10 V/s;

— comanda automată a unor surse de alimentare și urmărirea în timp real a unor semnale de tip numeric furnizate de instalație;

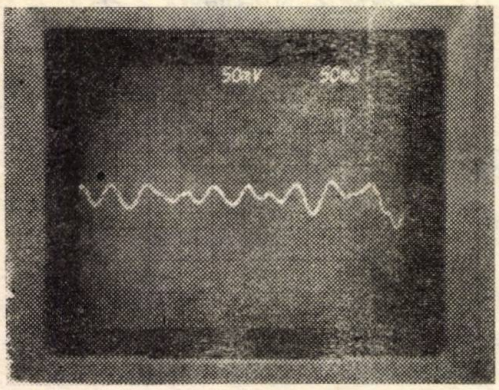


Fig. 5. Forma de undă a semnalului de ieșire.

— culegerea de informații numerice furnizate de NUMEROM asupra poziției instantanee a platoului.

Pornind de la cele enunțate mai sus, interfața se prezintă structural în compartimente determinate de necesitățile aplicației:

1. Modul de achiziție a semnalelor analogice și conversie a lor în cod calculator.
2. Modul de achiziție date numerice de la NUMEROM în cod BCD și conversie în cod calculator.
3. Modul de conversie digital — analogică pentru creerea semnalului de viteză pentru variator.
4. Modul de ceas de timp real.
5. Modul de decodificare adrese și control pentru celelalte module.

Toate cele cinci module sînt realizate pe aceeași placă, structura lor fiind arătată în figura 6.

Prezentarea modulelor

1. Modulul de achiziție a semnalelor analogice a fost conceput conform cerințelor impuse de produs. Astfel, necesitatea de a măsura tensiuni între 9,6 ÷ 10 000 mV cu o precizie de 0,03% pe întreg domeniul a impus utilizarea unui convertor A/D cu rezoluție ridicată pe 12 biți, cu o eroare de 2,8 mV/bit, precum și folosirea unei scheme de intrare pe canal, care să permită comutarea automată a gamelor de măsură prin program.

Convertorul A/D folosit este, de fapt, un dispozitiv A/D cu o structură internă care permite multiplexarea a 16 canale de intrare, faza de achiziție propriu-zisă cu sample-and-hold și conversia analog-digitală a mărimii achiziționate, totul fiind coordonat de o logică internă de adresare și timing.

Structura canalului de intrare a fost realizată în ideea posibilității prelucrării semnalelor de valoare mică cu precizie dată. În acest scop, fiecare canal de intrare este realizat cu un amplificator programabil software, cu ajutorul

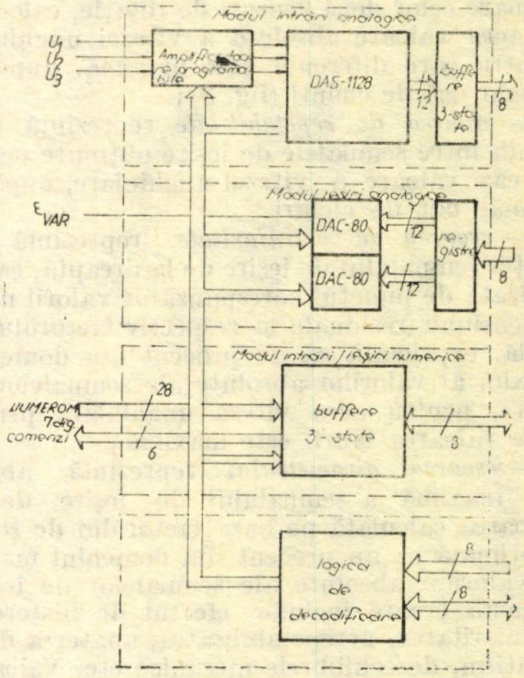


Fig. 6. Structura interfeței hardware.

unui convertor D/A în schemă de multiplicator, ceea ce permite o împărțire a domeniului de măsură pe 5 subdomenii cu factori de amplificare diferiți, semnalele mici fiind amplificate și achiziționate la valori mari, valoarea reală a semnalului fiind obținută prin împărțirea software, la valoarea factorului corespunzător domeniului respectiv.

2. Modulul de achiziție a datelor furnizate de NUMEROM este realizat cu buffere tri-state, permițînd la fiecare citire preluarea valorii date de șapte digiți de poziție.

Preluarea datelor se realizează în timp real în rutina de întrerupere, realizîndu-se conversia acestor date într-un număr care reprezintă poziția platoului mesei rotative la orice moment de timp.

3. Modulul de conversie D/A este realizat cu două convertoare D/A DAC80 pe 12 biți, ceea ce permite obținerea unei tensiuni de comandă pentru masa rotativă de precizie ridicată.

4. Modulul de ceas de timp real este realizat cu un circuit 8 253, permițînd programarea intervalului la care se citesc datele ce indică poziția platoului mesei rotative și o dată cu acestea timpul la care intră în funcțiune rutina de întreruperi.

4. Structura software a procesului de testare

Suportul software al procesului de testare se prezintă ca un pachet de programe de testare și de rutine de conversie A/D, D/A, de prelucrare numerică de semnal, de trasare de grafice la plotter, de afișare tabelară a rezultatelor obținute, de calcul și de memorare a rezultatelor pe suport magnetic.

O atenție deosebită s-a acordat obținerii datelor analogice cu precizie ridicată, făcîndu-se apel la curbe de corecție care înlătură erorile provenite din neliniaritățile datorate elementelor de pe lanțul de măsură.

Programele de test sînt integral conversaționale, asigurîndu-se astfel o legătură strînsă între operator și instalația de măsură precum și o flexibilitate deosebită a acesteia.

Bibliografie

[1] *Aron, I.* Aparate de bord pentru aeronave. Editura Tehnică, București, 1984.
[2] * * * Columbia Research Labs, Inc. Inertial Products Division Catalogue. Woodlyn 1985.
[3] * * * Instruments de pilotage et navigation SFENA, 1984.
[4] *Aron, I., Racicovschi, V.* Giromotoare electrice și giroscoape neconvenționale. Editura Tehnică, București, 1986.

CZ 621.82 : 629.11

GIROMOTOR
SISTEME GIROSCOPICE
LAGĂRE CU GAZE

Tendințe în domeniul aplicațiilor lagărelor lubrifiate cu gaze în construcția aparaturii giroscopice

VLAD POSTELNICU*—BUCUREȘTI

1. Rolul și cerințele impuse unui giromotor pentru aparate giroscopice

Giromotorul electric este un motor electric special, cu moment cinetic ridicat, respectiv cu moment de inerție și turație mari. În cadrul aparaturii giroscopice, giromotorul ocupă un rol central atît ca poziție, cît și ca rol funcțional.

Condițiile tehnice ale aparatelor giroscopice impun o serie de particularități pentru giromotoare și anume :

— rotor cu moment de inerție și turație ridicate ;
— construcția constă din electromotor și volant ;
— rotorul este dispus la exterior (în general) ;
— stabilitatea construcției impune limitarea jocului axial ;
— sarcina la arbore este nulă ;
— precizia și calitatea lagărelor influențează în mod nemijlocit precizia și durabilitatea aparatului ;
— necesită operații de echilibrare dinamică de înaltă precizie ;
— trebuie să funcționeze în orice poziție și în regimuri de funcționare severe.

Construcția realizată trebuie să prezinte o bună rezistență în timp, întrucît fiecare modificare a geometriei înseamnă, cu timpul, și o deplasare a centrului de greutate, cu implicații nedorite asupra preciziei. De asemenea, pentru a evita o derivă a punctului central, rotorul trebuie construit complet simetric, astfel încît dilatarea termică să se producă în mod egal în toate direcțiile. De reținut că, un giromotor trebuie să dispună de lagăre cu rigiditate și izoelasticitate mari, întrucît o rigiditate diferită a lagărelor, radial și axial, induce o eroare giroscopică dependentă de pătratul accelerației.

2. Lagărele — elemente esențiale ale giroscopului

2.1. Probleme specifice

Aparatura giroscopică, considerată tipică domeniului mecanicii fine și construcției de aparate electrice de bord, ridică probleme complexe din punct de vedere al construcției și realizării lagărelor sale [1—4].

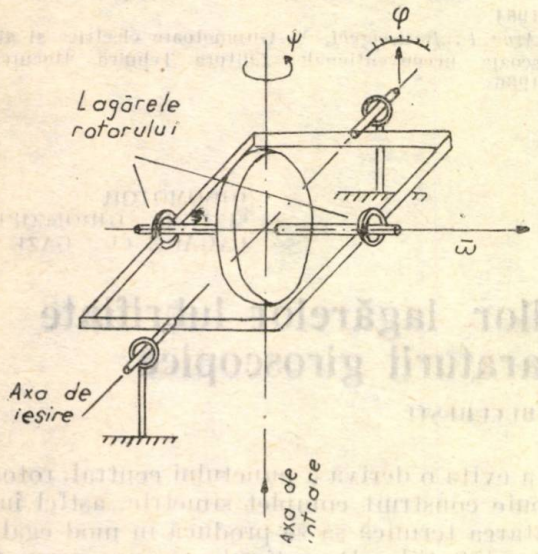
Cele două proprietăți fundamentale, binecunoscute, ale unui giroscop, respectiv menținerea direcției fixe în spațiu atît timp cît asupra sa nu acționează momente perturbatoare, și apariția momentului de precesie sub acțiunea unei perturbații, au condus la utilizări multiple ale giroscoapelor în diferite domenii.

Prima proprietate menționată este specifică giroscoapelor cu un grad de libertate, iar a doua este specifică celor cu două grade de libertate (clasificarea nu ține seama de un grad de libertate inerent, datorat rotației proprii a rotorului). În figura 1 este prezentat, principial, un giroscop cu un grad de libertate [5].

Precizia giroscoapelor este indisolubil legată de frecările din lagăre, atît de cele ale rotorului pe axa de spin, cît și, în special, de cele ale

* Ing. Postelnicu, V. — Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electronică — ICSIT-E București.

suspensiei cardanice pe axa de ieșire. Frecarea reziduală din lagărele articulației cardanice și modificările momentului giroscopic, datorate dezaxărilor, vibrațiilor și variațiilor momentului de frecare din lagărele rotorului, produc momente parazite, care modifică condiția presupusă din start pentru un giroscop și anume ca suma momentelor față de centrul rotorului să fie nulă.



Fiă. 1. Giroscop cu un grad de libertate.

Eroarea sistematică introdusă de aceste perturbații, tradusă prin modificarea în timp a axei giroscopului, se numește deviație. La giroscoapele utilizate curent în aparatura de bord a avioanelor aceste deviații ating valori de 5 grade/oră, pe cînd la giroscoapele utilizate în sistemele de navigație inerțială, precizia impusă presupune deviații la valori de maximum 0,01 — — 0,0005 grade/oră (o rotație completă la 4—8 ani) [6,7].

Lagărelor pentru aparatura giroscopică [8,9], li se impun următoarele cerințe specifice : frecare redusă, uniformitatea momentului de frecare, rigiditate mare, izoelasticitate, funcționare bună în condiții de accelerații liniare mari, vibrații sinusoidale de spectru oarecare și variații de temperatură, durabilitate corespunzătoare destinației giroscopului, stocare fără dificultăți pentru perioade îndelungate, atingere promptă a parametrilor de regim. Lagărele reprezintă deci, unul din subiectele cele mai delicate ale giroscoapelor, determinînd nemijlocit precizia, sensibilitatea și durata de funcționare a acestora.

2.2. Lubrifierea lagărelor

În cazul lagărelor de alunecare sau de rostogolire, durabilitatea în timp a funcționării mecanismului nu se poate asigura decît utilizînd un lubrifiant care separă suprafețele în contact ale lagărului și înlătură uzura.

În principal, un lubrifiant preia încărcarea exterioară, prin intermediul presiunilor ce se crează în film, micșorează frecarea suprafețelor, prin modificarea calitativă a fenomenului de contact, și contribuie la disiparea căldurii rezultate din frecări.

Tehnica actuală cunoaște și folosește lubrifianți solizi, semisolizi, lichizi și gazoși, în funcție de condițiile specifice ale sistemelor și mecanismelor care îi utilizează. Deși ideea utilizării gazelor ca lubrifianți a fost emisă cu mai bine de o sută de ani în urmă (G. Heim, 1854), primele experiențe, care au confirmat această posibilitate, datînd din 1857 (Kingsburg), realizările importante au apărut abia spre sfîrșitul și imediat după cel de-al doilea război mondial, legate chiar de domeniul construcției și perfecționării aparaturii giroscopice [8, 10].

3. Tipuri constructive de lagăre pentru giroscoape

3.1. Soluții clasice — lagăre de rostogolire

3.1.1. Lagărele rotorului

Soluția clasică pentru lagărele rotorului o constituie sprijinirea pe rulmenți. Numeroasele variante constructive realizate depind de tehnologia de montaj, și de reglare, de tipul compensării termice, de sistemul de ungere utilizat etc.

Elementele esențiale, care condiționează performanțele rulmenților, sînt : precizia de prelucrare (caracterizată prin abaterile de formă și valoarea jocului dintre elementele de rulare) și corectitudinea ungerii.

Pentru valorile optime ale jocului de $h = 16$ μm, momentul de frecare atinge valori de 200—800 dyn.cm, la turații de 20—50 000 rot/min, iar durabilitatea nu depășește cîteva mii de ore de funcționare [11]. Calculul corect al ungerii, care asigură durabilitatea mare și uniformitatea momentului de frecare, nu este încă stăpînit complet, necesitînd abordarea simultană a hidrodinamicii lubrifiantului (ce include variația vîscozității cu temperatura și presiunea) și a deformațiilor elastice și termice ale corpurilor de rulare (teoria termoelastohidrodinamică a ungerii).

Rigiditatea rulmenților utilizați poate fi considerată de circa 02 daN/m [9].

Spectrul de vibrații este foarte larg, incluzînd, pe lîngă frecvența de lucru, pe cea a rotației bilelor, frecvența proprie a coliviei, precum și alte vibrații și oscilații de frecvențe diferite, generate de abaterile de formă și de poziție ale elementelor de rulare.

3.1.2. Lagărele articulației cardanice

Spre deosebire de rotor, soluțiile de lagăruire ale ramei giroscopului sînt mai variate. Dintre cele utilizate mai des amintim :

a — *lagărul simplu pe rulmenți* — prezintă avantajul simplității constructive, dar și deza-

vantajele introducerii unor forțe de frecare mari și a unei precizii scăzute (deviații de pînă la 10 grade/oră);

b — *lagărul cu rulmenți activi* — are avantajul unui moment de frecare de 10—20 ori mai redus decît cel corespunzător stării de repaus (60—120 dyn.cm). Dintre dezavantajele soluției se menționează complicațiile constructive, datorate sistemului de orientare a elementelor intermediare ale rulmenților, precum și durabilitatea relativ scăzută (aproximativ 1 000 ore de funcționare);

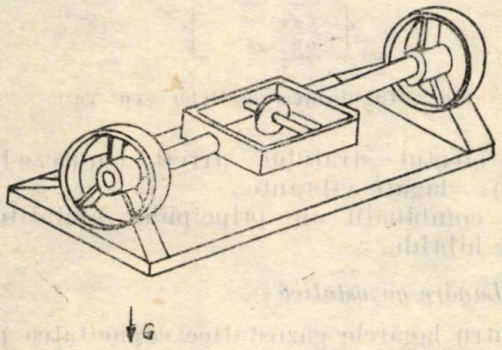


Fig. 2. Articulație cardanică cu elemente elastice.

c — *soluțiile de sprijinire cu elemente elastice* (figura 2), deși sînt bazate pe soluții constructive simple, au dezavantajul unor momente rezistente mari și al unei comportări necorespunzătoare în condiții de accelerații liniare și vibrații mari;

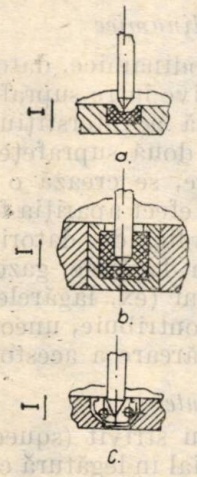


Fig. 3. Soluții constructive de lagăre pentru giroscoape flotante.

d. *lagărele flotante* — presupun ansamblul rotorului complet capsulat și introdus într-un cilindru cu lichid (polihalogenură de etilen; $\rho = 1{,}8-2{,}4$ g/cm^3) care, prin forță arhimedică, descarcă elementele de sprijinire, care pot fi cu sprijinire pe vîrfuri (figura 3 a), lagăre de alunecare (figura 3 b) lagăre de rostogolire figura 3c), arcuri-bandă de torsiune etc. Acestea sînt lagărele care, dintre soluțiile clasice, oferă preciziile cele mai mici ($M_f = 2-5$ dyn.cm) [12]. O astfel de soluție constructivă prezintă dificultăți deosebite, legate de aspectul termic, stabilitatea termică în funcționare fiind dificil de obținut. Orice gradient termic, datorat căldurii degajate prin frecările rotorului, creează curenți de convecție și deplasări ale centrului de greutate, care conduc la deviații ale axului giroscopului, fiind necesară astfel, prevederea unor sisteme pentru controlul temperaturii și al compensării termice, complicînd construcția aparatului.

Durabilitatea unui giroscop de precizie, lăgăruit în acest mod, nu depășește 10 000 ore, durata de stocare este de maximum doi ani, iar cea de intrare în regim, de circa 10 minute [9, 12].

Cercetările din ultimii ani au condus la elaborarea unor soluții care să simplifice construcția giroscopului, micșorînd numărul elementelor mobile. O astfel de soluție utilizează un rotor sferic, care asigură, în același timp, atît lagăruirea axei de spin, cît și a suspensiei după axele de ieșire; giroscopul de acest tip are două grade de libertate, fără a considera rotația proprie a rotorului.

Pentru asigurarea sustentației sferei s-au realizat sisteme de levitație electrostatică, magnetică sau care utilizează lagăre cu gaze, care conferă aparatului performanțe remarcabile (deviații de ordinul a 0,001 grade/oră), dar care implică soluții tehnologice și constructive deosebite. Astfel, pentru sustentația electrostatică, diferența de potențial dintre electrozi și rotor este de 5 000 V, la jocuri de 0,1 mm, în condițiile unui vid înaintat în interstițiul respectiv (10^{-8} mm Hg), ceea ce determină ionizări și descărcări electrice greu de controlat [13].

Pentru realizarea levitației magnetice, atît rotorul (sfera masivă de titan și niobiu), cît și bobinele sînt aduse în stare de supraconductibilitate, prin introducerea giroscopului într-un criostat răcit cu heliu lichid la 4° K, fapt pentru care aparatul este cunoscut și sub denumirea de giroscop criogenic [14].

3.2. Soluții constructive de utilizare a lagărelor lubrifiate cu gaze

Utilizarea lagărelor lubrifiate cu gaze la construcția aparaturii giroscopice pentru sisteme de navigație inerțiale, de ghidare și pentru platforme stabilizate, a polarizat interesul cercetătorilor din acest domeniu cu mai bine de 40 de ani în urmă.

Conform mențiunilor din literatură [10, 11], primele încercări au fost inițiate în Germania, legate de sistemul de ghidare a rachetelor V2. Apoi, aceste cercetări au fost continuate și finalizate în SUA în laboratoarele Army Ballistic Agency și apoi ale NASA, pentru ca apoi, în ultimii 25 ani, numeroase firme din SUA,

Marea Britanie, Franța, Japonia, R.F.G. să producă în mod curent, după proiecte și tehnologii proprii, aparatură giroscopică cu lagăre lubrifiate cu gaze pentru diferite aplicații [15, 16].

Legat de cerințele impuse lagărelor pentru aparatura giroscopică, prezentate anterior, lagărele lubrifiate cu gaze oferă o largă serie de avantaje, care justifică pe deplin amplul efort de cercetare și importanța acordată dezvoltării acestui domeniu [14, 17]. Dintre acestea se enumeră :

— frecarea redusă [6], cu două ordine de mărime față de cea a lagărelor de rostogolire și cu 4—6 ordine de mărime față de cea de repaus (variație prezentată în figura 4);

— uzură teoretic nulă, datorită filmului de lubrifiant, care separă complet cele două suprafețe ;

— uniformitatea momentului de frecare ;

— rigiditatea mare, superioară tuturor celorlalte tipuri de lagăre ;

— ușurința în obținerea izoelasticității ;

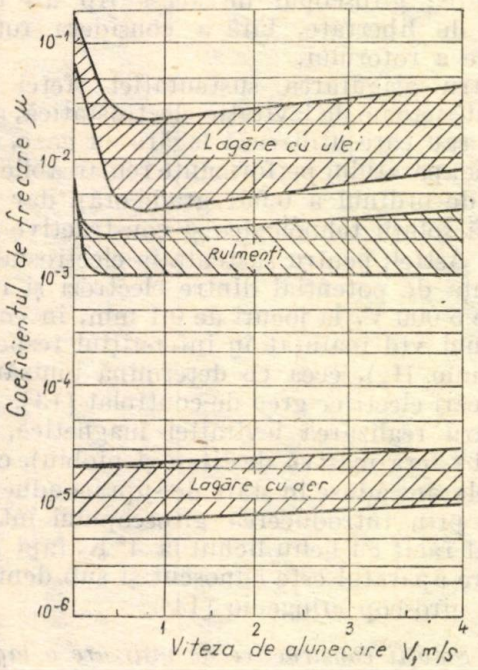


Fig. 4. Variația coeficientului de frecare, funcție de viteza de alunecare, pentru diverși lubrifianți.

— posibilități de funcționare într-un interval larg de temperaturi ;

— posibilitatea de funcționare în medii cu radiații, înlăturînd problemele de degradare sub efectul radiațiilor, a lubrifianților și a lichidului de flotație, utilizate în sistemele clasice ;

— posibilități de depozitare nelimitată ;

— atingerea promptă a parametrilor de regim.

Lagărele cu gaze se clasifică, în funcție de mecanismul care stă la baza generării presiunii în filmul de lubrifiant, ca în figura 5.

Principiile de funcționare a lagărelor cu gaze sînt următoarele :

a — alimentare sub presiune — lagăre gazostatice ;

b — efectul autoportant — lagăre gazodinamice ;

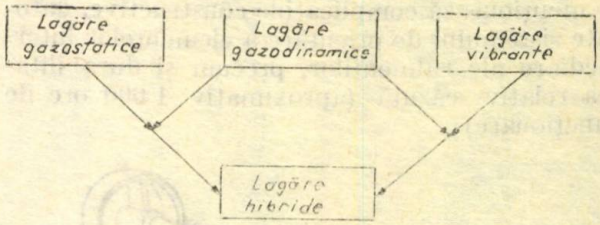


Fig. 5. Clasificarea lagărelor cu gaze.

c — efectul stratului strivit (squeeze-film effect) — lagăre vibrante ;

d — combinații ale principiilor amintite — lagăre hibride.

a. *Lagăre gazostatice*

Pentru lagărele gazostatice capacitatea portantă a filmului de lubrifiant este asigurată prin introducerea în lagăr a fluidului, cu o presiune dată de o pompă exterioară, astfel încît, la valori corespunzătoare ale presiunii și ale debitului de alimentare se menține un film continuu de lubrifiant între suprafețele lagărului și cuzinetului. Fenomenul se produce independent, sau este influențat de existența unei viteze relative între suprafețe.

b. *Lagăre gazodinamice*

La lagărele gazodinamice, datorită existenței unei mișcări relative între suprafețele lubrifiate și forma adecvată a interstițiului, în fluidul împins între cele două suprafețe de însuși elementul în mișcare, se crează o distribuție de presiuni ce are ca efect apariția forței portante. Spre deosebire de lichide, datorită compresibilității gazelor, în lagărele gazodinamice pot apare și depresiuni (ex. lagărele radiale cilindrice) fapt care contribuie, uneori, la creșterea capacității de încărcare a acestora [18].

c. *Lagăre vibrante*

Efectul stratului strivit (squeeze-fiim effect) a fost studiat inițial în legătură cu comportarea dinamică a lagărelor gazodinamice. Ideea utilizării sale, pentru realizarea unui nou tip de lagăr, a fost enunțată în urmă cu aproximativ 25 de ani, iar primul articol, dedicat special acestui subiect, a apărut în 1964 [17].

Fenomenul fizic, care stă la baza funcționării acestor lagăre, poate fi ilustrat simplu. Se cunoaște, de exemplu, că o placă plană lăsată să cadă deasupra altei suprafețe plane, plutește lin cîteva secunde înainte de așezarea definitivă. Aceasta se datorează faptului că, la apropierea

celor două suprafețe plane, fluidul dintre ele este expulzat lateral și, ca urmare a rezistenței materializate de interstițiul marginal, apare o distribuție de presiuni ce realizează sustentația.

Ideea de bază pentru construirea unui lagăr care să funcționeze pe acest principiu, constă în asigurarea unei succesiuni periodice a fenomenului respectiv, care să permită realizarea unei portanțe continue în timp. Rezultă, deci că, numai pentru un fluid compresibil este posibilă realizarea unui asemenea gen de lagăr, deoarece pentru lichide, media în timp a rezultantei presiunilor este nulă, pe cînd la gaze ea are o valoare finită, pozitivă.

d. *Lagăre hibride*

Sînt menționate în literatură încercări de realizare a unor construcții care să utilizeze elemente din tipurile descrise la *a*—*c*.

3.2.1. *Lagărele rotorului*

Datorită turațiilor mari ale rotorului (20 000 — — 30 000 rot/min), efectul gazodinamic autoportant este suficient pentru susținerea rotorului.

Față de lagărele cu rulmenți, lagărele gazodinamice prezintă unele avantaje [18—20], cum sînt :

— frecarea mult redusă în timpul funcționării și, implicit, momente perturbatoare mici ;

— căldura degajată prin frecare este mai redusă, fapt ce micșorează o altă sursă de erori ;

— lipsa frecării în funcționare conferă lagărelor o durabilitate mult mai mare decît cea a rulmenților (teoretic nelimitată) ;

— rigiditatea mare, superioară celei a rulmenților, conferă o bună stabilitate a rotorului la solicitările exterioare, micșorînd erorile aparatului.

Dintre dezavantajele soluției [15] se menționează :

— pericolul de instabilitate dinamică ;

— existența frecării la limită, în cazul unor regimuri de pornire-oprire, care conduce la dezvoltarea unui cuplu de pornire mai mare decît cel clasic, creînd dificultăți în alegerea materialelor [8].

Soluțiile constructive, utilizate pentru lăgăruirea rotorului, sînt prezentate în figura 6.

Lagărele cilindrice — combinație între un lagăr cilindric radial și două lagăre axiale plane (figura 6a—c) — prezintă avantajul simplității constructive și a înlăturării problemei de aliniere a lagărelor. Dificultățile de proiectare sînt legate de asigurarea izoelasticității, iar cele tehnologice apar mai ales la montaj. Lagărele sferice (6d) și conice (6e), oferă avantajul obținerii ușoare a izoelasticității și autocentrării la turații mari. Variante constructive apar la fiecare tip de lagăr, în funcție de modul de plasare a motorului — interior sau exterior (figura 7).

Motorul exterior are avantajul micșorării pericolului de murdărire a interstițiului din lagăr, pe cînd cel interior, deși prezintă acest dezavantaj, oferă posibilitatea măririi diametrului rotorului și, implicit, un moment de inerție mai mare.

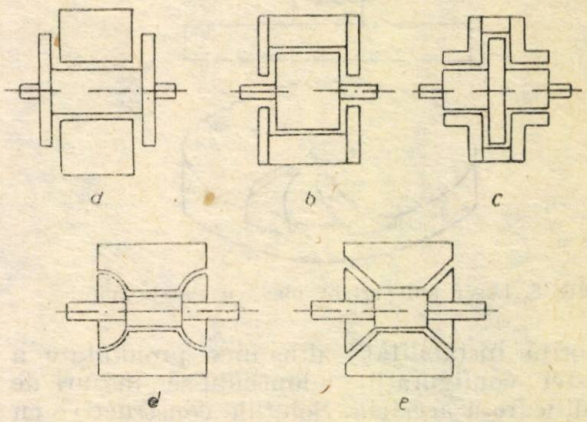


Fig. 6. Soluții constructive pentru lagărele giromotorului : a — montaj „U" ; b — montaj „U" întors ; c — montaj „T" ; d — lagăr sferic ; e — lagăr conic.

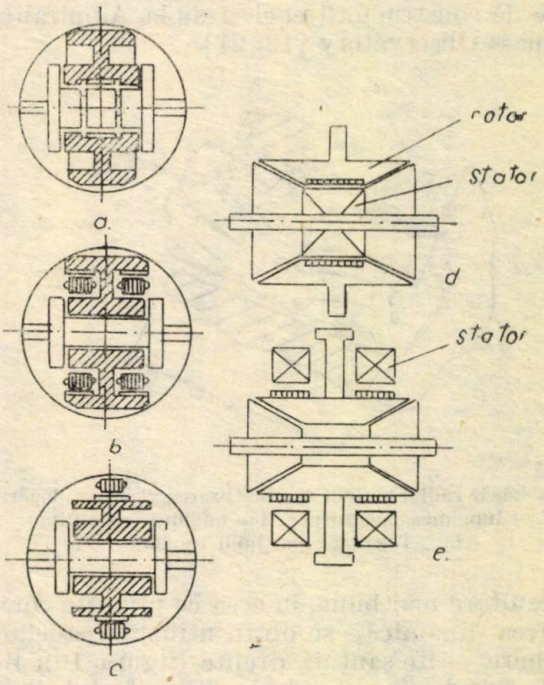


Fig. 7. Variante de giromotoare : a, d — motor interior ; b, c, e — motor exterior.

Primele giroscoape cu lagărele rotorului lubrifiate gazodinamic, realizate în anul 1960, au utilizat forma de „U", ca în figura 6a.

Dintre formele posibile ale lagărelor axiale — cu segmente înclinate, cu buzunar, în treaptă sau cu canale spirale — cele mai bune rezultate le conferă lagărele cu canale spirale cu profil logaritmic, caraterizate prin rigiditate și capa-

citate portantă sporită față de celelalte tipuri (figura 8) [16].

În ceea ce privește lagărul radial, acesta nu poate avea atît cuzinetul, cît și arborele neted,

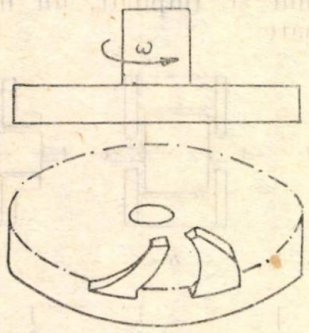


Fig. 8. Lagăr autoportant plan cu canale spirale.

datorită instabilității dinamice pronunțate a acestei configurații, adoptîndu-se măsuri de modificare a acesteia. Soluțiile constructive cu cuzineți tip Rayleigh, sau cu 2—3 pene, au fost abandonate datorită dificultăților tehnologice pe care le implicau. Soluția optimă a fost cea cu lobi de stabilizare (fig. 9), aceasta fiind utilizată pentru o serie întreagă de giroscoape realizate de constructorii englezi de la Admirality Compass Observatory [12, 21].

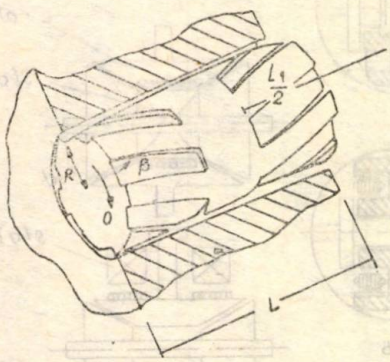


Fig. 9. Lagăr radial cu lobi de stabilizare : R — raza lagărului ; L — lungimea lagărului ; β — unghiul canalului ; L_1 — lungimea porțiunii canelate.

Rezultate mai bune, în ceea ce privește comportarea dinamică, se obțin utilizînd caneluri în arbore — fie șanțuri drepte (figura 10), fie canale spirale. În primul caz, prin efectul treptelor, se obține o bună stabilizare, pe cînd prin utilizarea canalelor spirale, se poate obține și un plus de portanță, datorită efectului de presurizare exercitat de canalele spirale.

În figura 10 este prezentat, schematic, rotorul giroscopului realizat de firma Honeywell-SUA pentru o platformă de stabilizare inerțială [22].

Începînd cu anul 1965, unele firme din Marea Britanie — Smith's Ind., Sperry Gyroscope, BAC, produc tipuri omoloage, iar din 1970, firma Teldix-RFG a introdus în fabricație un giromotor similar celor prezentate anterior [8]. Sprijinrea rotorului pe lagăre gazodinamice

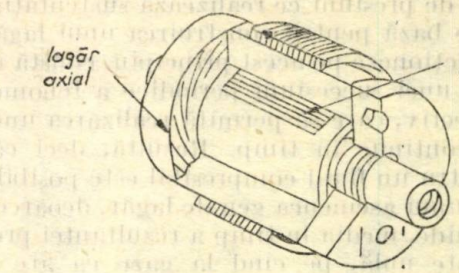


Fig. 10. Giroscop tip Honeywell.

radial-axial conice și semisferice, prezintă avantaje în ceea ce privește parametrii constructivi ai lagărului ; pentru aceeași capacitate portantă pot fi admise jocuri mai mari între piesele componente, cu avantaje tehnologice și economice evidente. De asemenea, problemele de montaj sînt relativ mai simple în cazul acestor tipuri — mai ales pentru cele sferice.

Dificultățile acestor construcții sînt legate de realizarea canalelor spirale, indispensabile pentru asigurarea izoelasticității. În figura 11 este prezentat aspectul unui rotor de giroscop, realizat de firma Bendix—SUA, sprijinit pe lagăre sferice [23].

În ceea ce privește efectul variației parametilor canalelor spirale asupra momentului de frecare, după [23], se pot face următoarele considerații ;

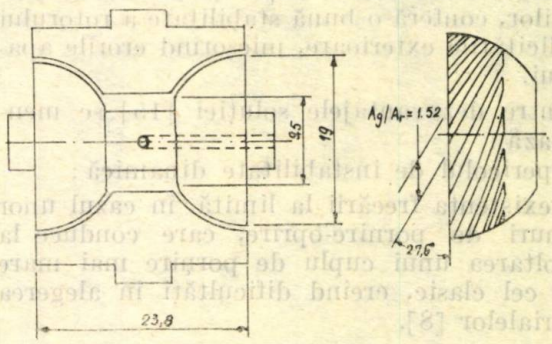


Fig. 11. Giroscop cu lagăre sferice ; raportul λ între porțiunea canelată (A_g) și cea necanelată (A_p) egal cu 1,52 ; unghiul canelurii : 27,6°.

— variația unghiului canelurii cu 0,4 grade provoacă un moment de frecare suplimentar de 0,001 dyn.cm ;

— variația lățimii canalului cu 40 μm provoacă un moment de frecare suplimentar, de 0,034 dyn.cm ;

— variația adîncimii canalului cu 0,6 μm provoacă un moment de frecare suplimentar

de 0,189 dyn.cm. Printre firmele constructoare de giroscoape cu astfel de lagăre, exceptîndu-le pe cele din SUA și Marea Britanie, se numără și Alcatel și Sagem din Franța [20]. În literatură [14] se indică și posibilitatea utilizării lagărelor gazostatice pentru sustentația rotorului însă, nefiind susținută de prezentarea unor realizări concrete, nu se va insista asupra ei.

3.2.2. Lagărul articulației cardanice

După cum s-a menționat anterior, sensibilitatea aparatului depinde de momentul de frecare din această articulație. Lagărele gazostatice răspund cerințelor impuse acestui tip de lagăr. Cele două suprafețe fiind separate permanent de filmul de lubrifiant, frecarea dintre ele este de natură pur fluidă. Tensiunea de frecare, egală cu produsul $\eta \cdot dv/dh$, apare ca fiind nulă în cazul suprafețelor în repaus.

În realitate, chiar dacă suprafețele sînt imobile, apar momente pertubatoare datorate asimetriilor inerente din filmul de lubrifiant (asperități și abateri de formă ale suprafețelor), precum și celor din jetul de gaz sub presiune, care alimentează lagărul. Acestea duc la apariția unor efecte de turbină, care tind să rotească lagărul, producînd momente de frecare reziduală. Cu anumite precauțiuni tehnologice, aceste frecări pot fi micșorate pînă la limitele admisibile [24, 25].

Principial, soluțiile constructive ale lagărelor axei de ieșire sînt similare cu cele ale giroscopului flotant. Giromotorul lagăruit, gazodinamic sau convențional, este capsulat într-un container care, în loc să fie susținut de un lichid de flotație și de un alt tip de lagăr, este susținut complet de filmul de gaz injectat sub presiune.

Față de lagărele flotante care s-au dovedit a fi cele mai precise dintre soluțiile clasice, lagărele gazostatice, pe lîngă sporirea preciziei, prezintă și alte avantaje : problema compensării termice este mai puțin acută ; ating foarte rapid parametrii de regim ; durabilitate mult sporită ; timp de depozitare nelimitat.

În figura 12 este prezentată construcția de principiu a unui giroscop cu axa de precesie lagăruită gazostatic. Lagărul este realizat printr-o combinație între un singur lagăr cilindric radial (pentru a evita problemele de aliniere) și două lagăre axiale [10].

În ceea ce privește alimentarea lagărului axial, aceasta poate fi făcută fie de aerul care a alimentat lagărul radial (lagăr înseriat), fie prin alimentare independentă (paralel) variantele fiind prezentate în figura 13.

Cu precauțiuni tehnologice deosebite (diferența de debit prin fiecare orificiu sub 1%, toleranțele la abateri de formă sub 2 μm etc.), s-a obținut lagărul prezentat în figura 12, cu un moment de frecare de 10^6 ori mai redus decît cel corespunzător aceluiași ansamblu montat pe rulmenți [10, 26].

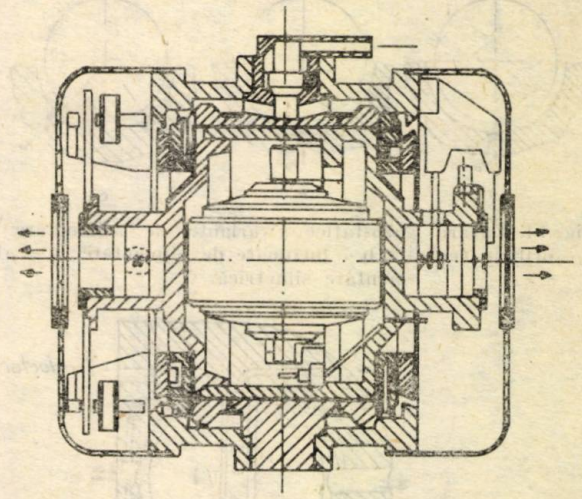


Fig. 12. Giroscop gazostatic.

Date privind experimentările cu lagăre gazostatice similare sînt prezentate în lucrările [15, 17].

Datorită jocurilor reduse, trebuie luate măsuri deosebite în ceea ce privește calitatea prelucrărilor și compatibilitatea termică a materialelor.

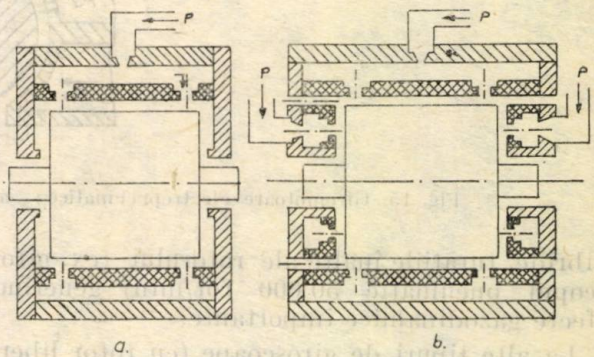


Fig. 13. Variante de alimentare a lagărelor gazostatice
a — alimentare înseriată ; b — alimentare paralelă.

3.2.3. Giroscoape cu rotor sferic

O soluție modernă de construcție a giroscoapelor o constituie realizarea unei forme sferice complete pentru lagărul rotorului, fapt care îi conferă acestuia două grade de libertate și, deci, înlătură necesitatea ramei și a articulației sale. Pentru realizarea acestui tip de giroscoape pot fi utilizate lagăre gazodinamice și vibrante. În figura 14 sînt prezentate variante constructive ale modului de alimentare a lagărelor sferice gazostatice.

Tipuri de giroscoape cu rotor sferic cu lagăre gazostatice, cu acționare pneumatică, respectiv electrică, sînt prezentate, schematic, în fig. 15.

La aceste lagăre, alimentarea sub presiune joacă un rol esențial în asigurarea stabilității dinamice. Ele lucrează, de fapt, ca lagăre

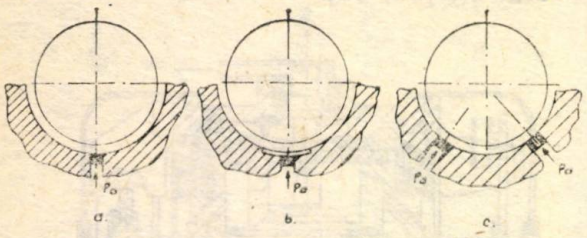


Fig. 14. Lagăre gazostatice — variante de alimentare: a — orificiu central; b — buzunare de alimentare; c — alimentare simetrică.

asigură, la un joc nominal de 0,02 mm, o capacitate portantă de 0,855 kgf, cu un consum de aer de 3,5 l/min [27]. Giroscoape cu rotor liber au fost realizate și cu lagăre sferice gazodinamice. Asigurarea izoelasticității și a stabilității dinamice este legată de utilizarea unor soluții constructive speciale, la ora actuală fiind universal utilizate canalele spirale. Apar unele variante în funcție de sensul pompajului, interior sau exterior, și după piesa canelată — rotorul sau statorul. Elementele geometrice, parametrii constructivi, performanțele și problemele tehnologice sînt similare cu cele ale lagărelor semisferice opuse [28].

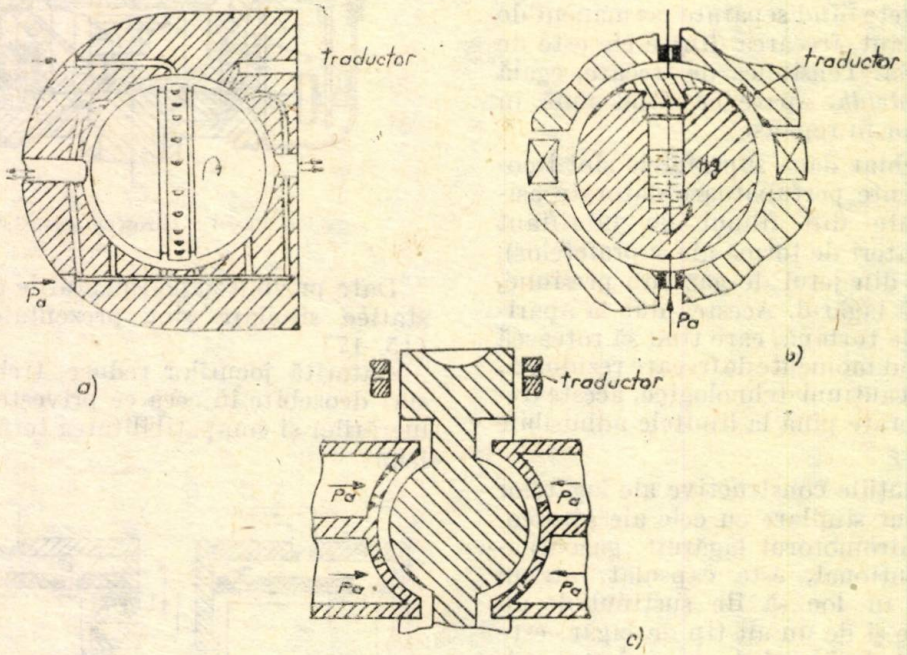


Fig. 15. Giromotoare electropneumatice: a, c — acționare pneumatică; b — acționare electrică.

hibride, turațiile înalte ale rotorului (ex. giroscopul pneumatic 50 000 rot/min) generînd efecte gazodinamice importante.

La alte tipuri de giroscoape (cu rotor liber) sfera este fixă, rotorul o îmbracă, iar alimentarea se face prin interiorul sferei. În figura 16 este prezentat, principial, un astfel de giroscop, care poate funcționa și ca un compas de vest [27].

Carcasa, solidarizată cu sfera purtătoare a orificiului de alimentare, este antrenată în rotație de un electromotor, împreună cu rotorul aflat liber între ele. La intrarea în funcțiune a lagărului gazostatic rotorul devine un giroscop liber, a cărui axă, sub acțiunea rotației Pămîntului, va devia spre vest. Lagărul, alimentat prin 20 de orificii dispuse după vîrfurile unui dodecaedru (configurație favorabilă obținerii izoelasticității), cu o presiune de 2 at,

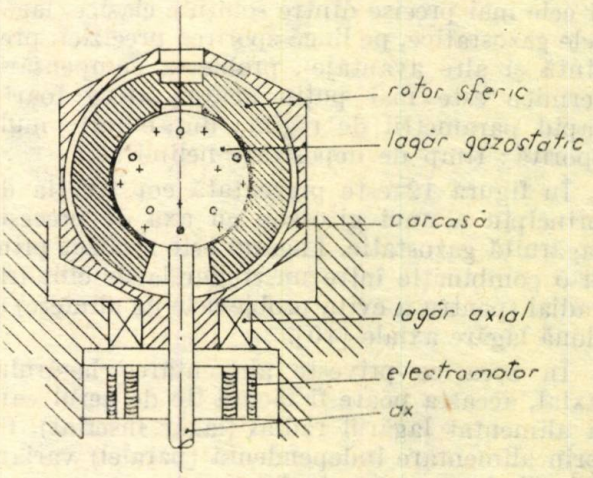


Fig. 16. Giroscop cu rotor liber.

Și lagărele vibrante pot asigura sustentația unui rotor sferic. Pînă în prezent însă, nu

se cunoaște realizarea concretă a unui giroscop cu astfel de lagăre pentru rotor.

Toate tipurile de lagăre, prezentate anterior, necesită utilizarea unor materiale dure (oțeluri pentru scule, oțeluri pentru rulmenți, carburi metalice, materiale ceramice etc.), pentru a asigura durabilitatea în condițiile existenței frecării uscate la pornire-oprire. Se impun condiții de cel puțin 2 000 porniri-opriri fără alterarea performanțelor aparatului. Acest fapt implică studii aprofundate asupra lubrifierii la limită și a cuplurilor de materiale compatibile [29—32].

4. Considerații tehnologice privind realizarea în țară a lagărelor autoportante cu canale spirale pentru giromotoare

Problemele tehnologice, și așa spinoase datorită dimensiunilor mici și toleranțelor strînse, apar și mai dificile, în special în ceea ce privește realizarea canalelor spirale, deoarece prelucrarea mecanică a unor suprafețe dure după profile complicate și de adîncimi de ordinul micrometrilor, constituie o problemă de mare dificultate, uneori insolubilă cu mijloace clasice.

Astfel, obținerea lagărelor autoportante cu canale spirale presupune o tehnologie complicată și pretențioasă, riguroasă, datorită rolului și condițiilor de funcționare a ansamblului din care fac parte.

O primă dificultate se datorează faptului că, în general, aceste lagăre sînt dificil de obținut prin prelucrare mecanică (rectificare). Aceasta ar presupune o mașină-unealtă cu cinematică logaritmică (forma optimă a canelurii pentru o portanță maximă), care să fie suficient de rigidă pentru a obține precizia dorită, dar al cărui cost ar face producerea lagărelor nerentabilă.

O altă posibilitate de fabricare a lagărelor autoportante cu canale spirale pentru giromotoare este prin atac chimic (pentru corodarea metalului folosindu-se o mască corespunzătoare). Procedeul, cu utilizarea unor metode moderne de prelucrare, impune însă controlul atent al procesului de corodare, posibilitățile de comandă și corecție fiind relativ dificil de realizat.

Procedeul de fabricare, utilizînd depunerea în vid, constituie, de asemenea, o soluție, dar rezultatele obținute pînă la această dată nu sînt concludente [30, 32].

Ținînd seama de avantajele și dezavantajele procedeelor de fabricație amintite, de imperativul asigurării parametrilor constructivi și funcționali necesari, precum și din considerente economice, autorul a optat pentru fabricarea lagărelor autoportante-plane cu canale spirale, prin prelucrare în jet de plasmă [32—35].

Astfel, pentru prima dată pe plan național, a fost proiectată și realizată o instalație de prelucrare specială concepută la nivel de model de laborator și care, în urma experiențelor efectuate, a permis: demonstrarea posibilităților de execuție prin procedeul propus, cu respectarea integrală a parametrilor constructivi; elaborarea, în linii mari, a tehnologiei de fabricație; evidențierea datelor tehnice necesare pentru elaborarea temei de proiectare și construirea instalației finale în regim industrial. Date privind această instalație au fost prezentate într-o serie de lucrări publicate de autor în literatura de specialitate [11].

O piesă metalică importantă pentru prelucrarea în plasmă a lagărelor gazodinamice cu canale spirale este masca metalică.

Avînd în vedere randamentele de pulverizare catodică în argon, pentru diverse materiale, s-au utilizat ca materiale pentru mascare tantalul și molibdenul, materiale ce se remarcă printr-o pulverizare redusă în argon.

Grosimea măștii s-a ales ținînd seama de următoarele:

— o grosime mică ar duce la un număr redus de utilizări succesive și, în plus, nu s-ar așeza perfect pe discul metalic;

— o grosime prea mare ar duce la perturbarea liniilor de cîmp și la o corodare neuniformă a canalelor [11].

S-a optat pentru grosimi ale măștii de 0,3—0,5 mm, în ambele cazuri obținîndu-se o bună definire a marginii canalului „săpat" cu plasmă. Masca a fost obținută prin tehnologia de decupare prin electroeroziune cu fir. În figura 17 este arătată fotografia unor asemenea măști metalice (cu 6 și 12 canale spirale).

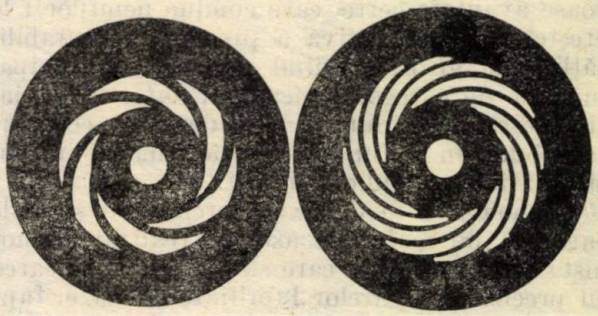


Fig. 17. Măști de prelucrare — (De = 35 mm): a — mască cu 6 canale; b — mască cu 12 canale.

Viteza de prelucrare a instalației poate fi stabilită la orice valoare cuprinsă între 0 și 5 micrometri/oră. Datorită vitezei lente de corodare, se pot realiza lucrări de adîncime prestabilită cu o precizie de apromativ 0,1 micrometri. Valoarea este determinată de variația parametrilor pulverizării catodice și nu de precizia timpului de prelucrare (care ar duce la toleranțe de ordinul 10^{-3} micrometri).

Instalația de prelucrare este relativ simplă și nu necesită investiții ridicate. Ea poate căpăta utilizări complexe în cazul în care procesul este

controlat cu microprocecor și se asigură automatizarea și controlul permanent al parametrilor prelucrării. Consumul de materiale este relativ redus; deoarece argonúl este menținut la presiunea de 5.10^{-4} torr, o butelie de gaz este suficientă pentru lucrul neîntrerupt timp de un an. De asemenea, utilizînd o mască metalică pentru prelucrarea a 50 piese se consumă 0,1 g material refractar pe piesă; energia electrică consumată reprezintă 3 kWh/piesă, putînd fi redusă la 0,5 kWh/piesă prin prelucrarea simultană pe un platou a mai multor exemplare.

5. Concluzii

Sistemele giroscopice reprezintă elementele esențiale în toate domeniile în care este necesară asigurarea stabilizării mișcării; în navigația aeriană și maritimă, în pilotarea automată a avioanelor, în dirijarea rachetelor și a vehiculelor spațiale, în stabilizarea mișcării aparatelor aerospațiale, în navigația inerțială, pentru măsurarea înclinărilor, direcțiilor, vitezelor unghiulare, accelerațiilor liniare și unghiulare, cuplurilor, vibrațiilor, în sistemele automate, ca elemente integratoare sau derivatoare.

Valoarea momentelor de frecare din lagărele giromotorului și ale articulației cardanice, precum și neuniformitatea lor, creează momente parazite ce se transmit la axa giroscopului, provocînd deviații ale acesteia și imprecizii de măsurare sau erori de orientare. Lagărele unui giroscop reprezintă elementele esențiale care asigură performanțele și durabilitatea echipamentului. Din numeroasele tipuri de lagăre cunoscute, lagărele lubrifiate cu gaze prezintă numeroase avantaje certe, care conduc nemijlocit la creșterea semnificativă a preciziei și durabilității unui giroscop, fiind preferate în echipamentele de categorie inerțială, datorită deviațiilor farte mici, duratei mari de viață, comportării bune în regim de accelerații mari și insensibilității în mediul de radiații.

Tehnologiile moderne de prelucrare și noile categorii de materiale asigură realizarea unor instalații industriale care să permită fabricarea cu precizie a lagărelor lubrifiate cu gaze, fapt ce ușurează considerabil construcția unor giroscoape performante.

Bibliografie

[1] *Demian, T.* ș.a. Bazele proiectării aparatelor de mecanică fină. Editura tehnică, București, 1986.

[2] *Demian T., Pascu, A.* Lagăre și ghidaje pentru aparate. Editura Academiei R.S. România, 1980.

[3] *Demian, T.* Elemente constructive de mecanică fină. Editura didactică și pedagogică, 1980.

[4] *Belea, C., Lungu, R., Cismaru, C.* Sisteme giroscopice și aplicațiile lor. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1986.

[5] *Stoenescu, A., Țițeica, G.* Giroscopul— teoria și aplicațiile sale. Editura tehnică, 1961.

[6] *Aron, I.* Aparate de bord pentru aeronave. Editura tehnică, 1984.

[7] *Slater, J. M.* Inertial guidance sensors. Reinhold Publishing Corp., NY, 1964.

[8] *Felse, W.* Anwendung von Gaslagern Kreiselgeärten· Feinwerktechnic 1969, Nr. 4, p. 94—98.

[9] *Auer, W.* Gasgelagerte Kreisel und deren Anwendung in der Raumfahrt. Raumfahrtforschung, 1967, Nr. 3, pag. 124—126.

[10] *Roihe, H.C.* Air bearings for quidance component parts of ballistic missiles and their production aspects. Int. Symp. on Gas-Lubricated Bearings, Washington, D.C., 1969.

[11] *Demian T., Pascu, A., Postelnicu, V.* Asupra realizării lagărelor autoportante plane, cu canale spirale, pentru aparate. Buletinul IPB. Seria mecanică. Tom **XLVI — XLVII**, 1984—1985, p. 49—53.

[12] *Patterson, A. G.* Air bearings for gyros. Trans of ASME 1965, Seria D, p. 609—616.

[13] *Kovalev, M.P.* Opori i prodvesti giroskopiceskih ustroistva. Masinostroenie, Leningrad, 1976.

[14] *Spengler, G.* Schminung und Lagerung in der Feinwerktechnick. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1970.

[15] *Laub, J. H.* Gas lubrication in instruments and control services. Acta IMEKO, 1961.

[16] *Constantinescu, V. N.* Aplicații industriale ale lagărelor cu gaze. Editura Academiei R.S. România, 1968.

[17] *Solbu, E. O.* Compressible squeeze films and squeeze bearings. Trans. of ASME 1964, Seria D, p. 408—417.

[18] *Demian, D., Pascu, A., Postelnicu, V.* Construcția și calculul lagărelor autoportante plane, cu canale spirale, pentru aparate. Construcția de Mașini, 1984, Nr. 12, p. 662—665.

[19] *Sternlicht, B., Pan, C.* Why Gas Bearings? MTI Report, 1967.

[20] *Deuhart, W.G.* Application of gas-lubricated bearings to instruments. Journal of Lubrication Technology, 1968, Nr. 4 p. 218—229.

[21] *Patterson, A.G.* Review of gas-bearings gyro development in the UK. Lubrication Symposium, Las Vegas, 1968, p. 741—752.

[22] *Lowe, J. Boos, J.* Mass producting self-acting bearings for gyros. Mechanical Engineering, 1962, No. 32, p. 42—50.

[23] *Reating, W. K., Pan, C.* Design studies of an opposed hemispherical gyrospin—axis gasbearings. Lubrication Symposium, Las Vegas, 1968.

[24] *Constantinescu, V, N.* Lubrificația cu gaze. Editura Academiei R.S.R., 1968.

[25] *Unterberger, R.* Rhe disturbing momentum of pressurized spherical air-bearing. Gas Bearing Symposium, Southampton, 1967.

[26] *Grassman, N. S., Powell, W.* Gas lubricated bearings. Butterworth, London, 1964.

[27] *Wangenknecht, P.* Ein sphärisches statisches Gaslager für Kreisel geräte. Feinwerktechnik, 1972, Nr. 1, p. 16—21.

[28] *Godet, J., Sagot, J.* Computation of loading-capacity on torques for hydrodinamical grooved spherical bearings. Gas Bearing Symposium, Southampton, 1967.

[29] *Rowe, H. H.* An investigation of methods to improve the wear resistance of gas-bearing ceramic materials. Journal of Lubrication Technology, 1968, Nr. 4, p. 298—303.

[30] *Hinke, H., Fuller, H.* Evaluation of friction and wear characteristics of materials for gas-lubricated bearings Gas-Bearing Symposium, Southampton, 1967.

[31] *Galvinnt, G. D., Morecroft, D., Patterson, A.G.* Developments in supercleaning and boundary lubrication for bearing gyros related tö surface phenomena. Trans. of ASME, Serie, F, 1968, Nr. 4, p. 308—319.

[32] *Popovici, N., Buttler, A.* Ion bombardament cleaning for gyro wheels. Gas Bearing Symposium, Southampton, 1971.

[33] *Schiesser, R.* Advanced fabrication techniques for opposed hemispherical self-acting gas bearings. Gas Bearings Symposium, Southampton, 1971.

[34] *Beadmore, C.* Ion-machining and technique for cutting pumping grooves in gas bearing components. Journal. of Lubrication Technology, 1972, No. 4, p. 218—231

[35] *Niță, M., Moraru, F., Patraulea, R.* Avioane și rachete. Concepte de proiectare. Editura Militară, 1985.

1987 MAJ 14

E 2040/1

Electrotehnica

R Referativa
1987 JUN 22 22

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 34 • NR. 8 • NOIEMBRIE 1986

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 34 Nr. 8 noiembrie 1986

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.868 : 621.337

ELECTROCAR
CHOPPER
CAMION ELECTRIC
Stavarache, P., Mincinopschi, Gh. : **Experimentări privind introducerea electronicii în acţionarea vehiculelor electrice de transport uzinal.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 317

Reducerea consumului de energie în transportul uzinal, sub aspectul energiei electrice şi al combustibililor lichizi, au determinat experimentarea folosirii chopperului ca organ de reglaj al turaţiei acţionărilor electrice ale electrocarelor şi camioanelor cu acumulatoare. Sînt descrise, pe scurt, cele două vehicule şi rezultatele experimentării, avantajele utilizării lor şi extinderea posibilităţilor de utilizare a camionului electric.

CZ 621.317.2

EXCITARE MOTOARE SINCRONE
MĂSURARE CURENT REACTIV
Nerodea, T. ş.a. : **Instalaţie pentru excitarea motoarelor sincrone.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 321

Se prezintă instalaţiile pentru excitarea motoarelor sincrone, dezvoltate de autori, funcţionînd pe principiul stabilizării curentului capacitiv livrat de motor reţelei. Pentru măsurarea curentului reactiv se foloseşte un dispozitiv la care sînt aduse mărimi proporţionale cu tensiunea şi curentul de la bornele motorului, ceea ce conduce la un randament ridicat şi dă posibilitatea compensării consumului de curent inductiv.

CZ 621.317.39

MAGNETOELASTICITATE
TRADUCTOR DE FORŢĂ
APLICAŢII
Marinescu, E., Marinescu, A. : **Echipamente industriale pentru măsurarea mărimilor neelectrice, bazate pe tensometrie magnetoelastică.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 325

Lucrarea se referă la principalele realizări obţinute în domeniul tensometriei magnetoelastice şi perspectivele oferite de extinderea acestei tehnici în măsurătorile industriale.

CZ 621.311.4 : 550.34

ÎNCERCĂRI APARATAJ ELECTRIC
Chiciu, C., Cîrstea, M., Irimia, D. : **Experimentări privind comportarea la seism a celulelor prefabricate închise de interior.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 329

Se expun schema, metoda de încercare, criteriile de apreciere şi rezultatele încercărilor la seism, sub sarcină şi operabilitate similară cu cea din exploatare, pentru un ansamblu de trei celule de medie tensiune, prefabricate, închise de interior ; două celule de linie, tip CIIL-MA-1-12/630 A ; o celulă de măsură, tip CIIM-MA-12.

CZ 621.316.57

ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
COMUTAŢIE
Curcanu, Gh. : **Asupra comutaţiei curenţilor mici inductivi la deconectarea transformatoarelor în gol.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 333

Lucrarea descrie principalele fenomene fizice ce apar la comutaţia curenţilor mici inductivi în reţelele de înaltă tensiune, în cazul deconectării transformatoarelor în gol. Se prezintă rezultatul experimentărilor efectuate cu întreruptoare de înaltă tensiune în laborator şi reţea şi se propune un standard de încercare a întreruptoarelor de înaltă tensiune la ruperea curenţilor transformatoarelor în gol.

CZ 519.6 : 621.316.54

CÎMP ELECTRIC
MODELARE (NUMERICĂ, FIZICĂ)
CURBE ECHIPOTENŢIALE
Hurdubeţiu, S., Filimon, C. : **Posibilităţi de studiu al cîmpului electric al întreruptoarelor de înaltă tensiune cu SF6.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 338

Întreruptoarele de î.t. reprezintă configuraţii tridimensionale cu dielectrici multipli. Analizînd posibilităţile de studiu al cîmpului electric al întreruptoarelor de î.t., în lucrare se prezintă metoda sarcinilor echivalente (MSE) ; metoda modelelor spaţiale realizate din hîrtie electroconductoare ; un algoritm de determinare a echipotenţialelor electrice într-un plan secant oarecare ; schema logică a programelor de calcul avînd la bază MSE ; rezultatele obţinute în cazul unei camere de stingere cu anvelopă din porţelan şi avînd SF6 ca mediu de stingere şi dielectric intern.

CZ 681.3.02 : 681.3.06
MICROPROCESOR
MICROCALCULATOR
Cernian, O. ş.a. : **Sistemul de dezvoltare SIDEZ 80, rod al colaborării între ICSIT-MTAE şi Universitatea din Craiova.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 342

Lucrarea prezintă structura hardware şi software a sistemului de dezvoltare SIDEZ 80. Dinamica cercetării aplicative impune elaborarea de noi instrumente evoluate, care să permită implementarea variantelor moderne de conducere a proceselor. SIDEZ 80 asigură dezvoltarea, testarea, depanarea, modificarea de software aplicativ scris în limbajul de asamblare al microprocesorului Z 80, reprezentînd instrumentul ideal pentru dezvoltarea viitoarelor aplicaţii cu microcalculatoare dedicate. Sînt detaliate toate comenzile monitorului MONZ 80, demonstrîndu-se largile posibilităţi oferite utilizatorului de către sistemul de dezvoltare.

CZ 621.315.6 : 621.314
PIESE ELECTROIZOLANTE DIN CARTON ELECTROTEHNIC
Toma, Gh., Nedelcuţ, D., Oanţă, Gh. : **Utilizarea cartonului electrotehnic în realizarea unor sisteme de izolaţie fiabile în transformatoarele de medie şi mare putere.**
E.E.A. — **Electrotehnica 34,** nr. 8, nov 1986, p. 347

Se descrie tehnologia de realizare a pieselor electroizolante din carton electrotehnic, utilizate în construcţia transformatoarelor de medie şi mare putere şi direcţiile de dezvoltare a sistemelor de izolare a transformatoarelor în ţara noastră.

NOTE 349

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.868.621.337

ЭЛЕКТРОКАР
ШОППЕР
ЭЛЕКТРОГРУЗОВИК

Ставараке, П., Минчинопски, Г.: **Эксперименты внедрени электроники в привод электрических транспортных средств для внутри—заводского транспорта.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 317

Сокращение расхода энергии во внутри — заводском транспорте, в смысле электроэнергии и жидкостных горючих определили испытание использования шоппер — а в качестве органа, регулирующего вращение электроприводов электрокаров и аккумуляторных грузовиков. Вкратце описаны оба транспортных средства и результаты испытания, преимущества их применения и расширение возможностей применения электрического грузовика.

УДК 621.317.2

ВОЗБУЖДЕНИЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ
ИЗМЕРЕНИЕ РЕАКТИВНОГО ТОКА

Неродя, Т. и др.: **Установка для возбуждения синхронных двигателей.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 321

Изложены установки для возбуждения синхронных двигателей, изготовленные авторами, работающие по принципу стабилизации ёмкостного тока, подаваемого двигателем в сеть. Для измерения реактивного тока используют приспособление к которому подают величины, пропорциональные напряжению и току в зажимах двигателя, что ведёт к высокому к. п. д. и компенсации расхода индуктивного тока.

УДК 621.317.39

МАГНИТОЭЛАСТИЧНОСТЬ
СИЛОВОЙ ДАТЧИК

Маринеску, Е., Маринеску, А.: **Промышленное оборудование для измерения неэлектрических величин, основанных на магнитоэластичной тенсометрии.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 325

Работа касается основных достижений, получаемых в области магнитоэластичной тенсометрии и перспектив открытых расширений этой техники над промышленными измерениями.

УДК 621.311.4:550.34

ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

Киғу, К., Кырстя, М., Иримия, Д.: **Испытания на сейсм закрытых комплектных распределительных устройств внутреннего употребления.**

Е. Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 329

Изложена схема, метод испытания, критерии оценка и результаты испытания на сейсм, под нагрузкой и оперативность, похожую эксплуатационной оперативности для трёх ячеек среднего напряжения, комплектных распределительных устройств, закрытых, внутреннего употребления: две линеиные ячейки типа СПL-МА-1-12/630 А; одна измерительная ячейка, типа СПМ-МА-12.

УДК 621.316.57

ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ
КОММУТАЦИЯ

Куркану, Г.: **О коммутации малых индуктивных токов при холостом выключении трансформаторов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 333

В работе описываются основные физические явления, появляющиеся при коммутации малых индуктивных токов в сетях высокого напряжения в случае холостого выключения трансформаторов. Изложены результаты проводимых испытаний выключателей высокого напряжения, проводимых в лаборатории и сети и предлогается стандарт испытания выключателей высокого напряжения на взрыв холостых токов трансформаторов.

УДК 519.6:621.316.54

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ
МОДЕЛИРОВАНИЕ (ЧИСЛОВОЕ, ФИЗИЧЕСКОЕ)
ЭКВИПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ КРИВЫЕ

Хурдубециу, С., Филимон, К.: **Возможности исследования электрического поля выключателей высокого напряжения с SF6.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь, 1986 г., стр. 338

Выключатели высокого напряжения представляют собой трёхмерные конфигурации с многократными диэлектриками. Анализируя возможности исследования электрического поля выключателей высокого напряжения в работе представлены: метод эквивалентных нагрузок (МЭН); метод пространственных образцов, осуществленных электропроводящей бумагой; алгоритм определения электрических эквипотенциалов в любой пересекающей плоскости; логическую схему вычислительной программы на основе МЭН; результаты, полученные в случае камеры гашения с фарфоровой обочочкой и имея SF6 в качестве гасительной среды и внутреннего диэлектрика.

УДК 681.3.02: 681.3.06

МИКРОПРОЦЕССОР
МИКРОКАЛЬКУЛЯТОР

Черниян, О. и др.: **Система развития СИДЕЗ 80, как результат сотрудничества между ICSIT-MTAE и Университетом г. Крайовы.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 342

Работа представляет структуру хардваре и софтваре системы развития СИДЕЗ 80. Динамика прикладного исследования предполагает разработку новой передовой аппаратуры, разрешающей внедрение современных вариантов управления процессами. СИДЕЗ 80 обеспечивает развитие, испытание, ремонт, изменение прикладного софтваре, написанного на языке сборки микропроцессора З 80; это представляет собой оптимальный прибор для развития будущих применений с предназначенными микрокалькуляторами. Рассмотрены все управления монитора МОНЗ 80, что показывает большие возможности предоставленные заказчику системой развития.

УДК 621.315.6: 621.314

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ ДЕТАЛИ ИЗГОТОВЛЕННЫЕ ИЗ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КАРТОНА

Тома, Г., Неделкуц, Д., Оанцэ, Г.: **Применение электротехнического картона в осуществлений надёжных-систем изоляторов в трансформаторах средней и большой силы.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 34,** № 8, ноябрь 1986 г., стр. 347

Описывается технология изготовления электроизоляционных деталей из электротехнического картона применяемых в производстве трансформаторов средней и большой силы и направления развития изоляционных, систем трансформаторов в нашей стране.

INHALT

DK 621.868.621.337

AKKUMMULATORENFAHRZEUG
CHOPPER
ELEKTRISCHES FAHRZEUG

Stawarache, P., Mincinopschi, Gh. : **Versuche bezüglich der Einleitung der Elektronik im Betrieb der elektrischen Fahrzeuge im Werktransport.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 317

Die Erniedrigung des Energieverbranches im Werktransport im Aspeckt der Elektrischen Energie und der flüssigen Antriebsmittel, bestimmten der Versuch der Chopper. Anwendung des Regelorgan der elektrischen Antriebs drekungen der Akkummulatorenfahrzeuge und der Fahrzeuge mit Akkummulator. Zusammenfassend beschreibt man die beiden Fahrzeuge und die Versuchserbegnisse, weiterung der Möglichkeiten für die Anwendung des elektrischen Fahrzeuges.

DK 621.317.2

ERREGUNG DER SVNCHRONNMOTOREN
MESSUNG DES BLINDSTROMES

Nerodea, T. u.a. : **Einrichtung für die Erregung des Synchronmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 321

Es werden die Einrichtungen für die Erregungder Synchronmotoren dargestellt, die von den Autoren antwickelt wurdwn, die auf dem Prinzip der Festlegung des kapazitiren Stromesbetriebsfähing sind, vom Motor dem Netz geliefert, Für die Messung des Blindstromes verwendet man ein Gerät mit Parametes die proportional mit der Spannung und dem Strom der motorklemmen sint was zu einer hohen Leistung führt und ergibt die kompensationsmöglichkeit des induktiven Stromverbrauchs.

DK 621.317.39

MAGNETISCHE ELASTIZITÄT
KOAFTNEANDLER

Marinescu, E., Marinescu, A.: **Industrieansrüstungen für die messung der nichtelektrischen gräpen auf grund der magnetoelastischen Tensometrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 325

De arbeit bezicht sich auf die bedentendsten Entwicklungen, im Rahmen der magnetoelastischen Tensometrie und die dargelegten Aussichten für die Erweiterung dieser Technik in den industriellen Messungen.

DK 621.311 :4.550.34

VERSUCHE BEI DEN ELEKTRICHEN GERÄTE

Chiciu, C., Cirstea, M., Irimia, D. : **Versuche bezuglich des Benehmens während des Erdbebens der vorgefergtigten zellen die im Innern eingeschlossen sind.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 329

Es werden Schema, Versuchsmethode, Benrteilundskriterien und Versucbsergebnisse als Folge Erdbebens unter Last, des auch die ähmliche Operabilität mit desjenigen aus dem Betrieb für ein Anssamble von drei Zellen von ainer Mittelspannung, vorgefergtigte vom Innern aingeschlossen dargestellt ; zwei Linienzellen, Typ CIIL-MA-1-12/1630 A, eine Mepzelle, Typ CIIM-MA-12.

DK 621.316.57

HOCHSPANNUNGSSCHALTER
UMSCHALTUNG

Curcanu, Gh. : **Bezüglich der Umschaltung der kleinen induktiven Ströme bei der auslösung der Transformatoren im Zurgang.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 333

Die Arbeit beschreibt die bedeutensten physischen prinzipien, die bei der Umschaltung der kleinen induktiven Ströme in den Hochspannungssnetze im Falt der Transformatoren im Leergang vorkommen. Man stellt das Ergebnis der durchgeführten Versuche mit Hochspannungsschalter im Labor und Netz, der und man schlägt einen Versuchsstandard der Hochspannungsschater beim Bruch der Ströme des Transformatoren im Leeigang, vor.

DK 519.6.621 :316.54

ELEKTRISCHEN FELD
MODELLIERUNG (NUMMERISCHE, PHYSISCHE)
AQUIPOTENTIALE KURVEN

Hurdubeţiu, S., Filimon, C. : **Studiummohlichkeiten des elektrischen Feldes der Hochspannungschalter mit SF6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 338

Die Hochspannuugsschalter stellen drei dimensionelle Gestaltung mit dielektrisches Vielfältigkeit dar, In der Arbeit stellt man die Methode der äquivalenten Last (MSE) dar, wobei man die Studium möglichkeiten des elektrischen Feldes der Hochspannungsschalter analysiert die Methode der Raumfahrtmodelle durchgeführte mit elektroleitenden Papier ein Bestimmungsalgorythmus der elektrischen Äquipotentiale in ein beliebiges Sekantplan, das logische Schema der Rechnerprogramme mit MSE — grund ; die erwaltenen Ergebnisse im Fall einer Löschkammer mit Porzellanhülle und SF6 beclentet Löschmechiem und innerem Dielektrikum.

DK 681.3.02 : 681.3.06

MIKROPROZESSOR
MIKRORECHNER

Cernian, O. u.a. : **Das Entwichlungssystem SIDEZ 80, Ergebnis der Zusammenarbeit zwischen ICSIT-MTAE und der Universität-Craiova.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 342

Die arbeit stellt die Struktur Hardware und Sofware des Entwicklungssystems SIDEZ 80 dar. Die Dynamik der angewandten Forschung setzt die Projektierung neu entwckelten Instrument durch, die die Implementierung moderner Leistungsvarianten der Prozesse erlaubt. SISEZ 80 sichert die Entwicklung, Testen, Störungsbeseitgung, Anderung von Software in der Essamblierungssprache des Microprozessors Z80 zusammen geschrieben wobei es das ideel Instrument für die Entwicklung der zukunftigen Anwendungenmit Miktrorechner darstelt. Es werden alle Steuerungen des Monitors MONZ 80 detailliert, wobei man die weiten Möglichkeiten die vom Entwicklungssystem dem Anwendes zugeteilt sind, demonstriert.

DK 621.315.6 : 621.314

ELEKTRISCH-ISOLIERENDE WERKSTRICKE AUS ELEKTROTECHNISCHEM KARTON

Toma, Gh., Nedelcuţ, D., Oanţă, Gh. : **Anwendung des elektrotechnischen Kartons für die Entwicklung einiges zuverlässigen Isiolierungssysteme bei den Mittel — und Hochleistungstransformatoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, Nr. 8, Nov 1986, S. 347

Man beschreibt die Entwiklungstechnologie der elektroisclierenden Werkstücke aus elektrotechnischen Karton, verwendete im Aufban der Mittel — und Hochleistungstransformatoren und de Entwicklungarichtungen der Isolierungssysteme der Transformatoren in unserem Land.

CONTENTS

DC 621.868 : 621.337

ELECTRIC TRUCK
CHOPPER
ELECTRICAL VAN

Stavarache, P., Mincinopschi, Gh. : **Experiments concerning the use of electronics in the drives of electric trucks for transportation inside the factory.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nov 1986, p. 317

The reduction of energy consumption in transportation inside the factory, as concerns the electrical current and the liquid fuels, has determined the testing of the chopper use as revolutions adjusting device for the electrical drives in electric trucks and accumulator vans. The two vehicles and the testing results are shortly described, together with the advantages of this use and the extention of the electrical truck use possibilities.

DC 621.317.2

SYNCHRONOUS MOTORS EXCITATION
MEASURING OF REACTIVE CURRENT

Nerodea, T. a.o. : **Equipment for synchronous motor excitation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 321

The equipment for synchronous motor excitation, delivered by the motor to the network, is presented. To measure the reactive current a device to which are delivered values proportional to the voltage and current at the motor terminals is used, leading to higher performance, giving thus the possibility to compensate for the inductive current consumption.

DC 621.317.39

MAGNETOELASTICITY
POWER TRANSDUCER

Marinescu, E., Marinescu, A. : **Industrial equipment for measuring the nonelectric quantities, based on magneto-elastic tensiometry.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 325

The paper refers to the main achievements in the field of magnetoelastic tensiometry and the respectives offered by the extension of this method in the field of industrial measurements.

DC 621.311.4 : 550.34

ELECTRICAL EQUIPMENT TESTING

Chiciu, C., Cîrstea, M., Irimia, D. : **Experiments on seismical behaviour of closed, prefabricated cells for indoor use.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 329

The diagram, testing method, evaluation criteria and the results of seismical testing, underload, and operating conditions similar to those in operation are exposed for an assembly of these medium voltage, prefabricated closed, for indoor use, cells ; two line cells, CIIL-MA-1-12/630 A type ; a measuring cell, CIIM-MA-12 type.

DC 621.316.57

HIGH VOLTAGE BREAKERS
SWITCHING

Curcanu, G. : **An inductive low current switching at transformer no-load unswitching.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 333

The paper describes the main physical phenomena that occur at inductive low currents switching in high voltage networks in case of transformers no-load unswitching. The results of laboratory and network experiments on high voltage switches is printed, proposing a testing standard for high voltage switches at no-load transformers current-braking.

DC 519.6 : 621.316.54

ELECTRIC FIELD
MODELLING (NUMERICAL, PHYSICAL)
EQUIPOTENTIAL CURVES

Hurdubeţiu, S., Filimon, C. : **Possibilities to study the high voltage switches electric field by means of SF6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 338

The high voltage switches are the dimensiones configurations with multiple dielectrics. Analysing the high voltage switches electric field studying possibilities, the paper presents the equivalent loads method (ELM) ; the method of spatial models made of electroconductive paper ; an algorythm for determining the electrical equipotential in an indifferent secant plan ; the logical diagram of the computing programms, based an ELM ; the results obtained in the case of an extinction room with porcelain envelope and having SF6 as extinquishing medium and internal dielectric.

DC 681.3.02 : 681.3.06

MICROPROCESSOR
MICROCOMPUTER

Cernian, O. a.o. : **The SIDEZ 80 developing system, result of the cooperation between ICSIT-MTAE and the Craiova University.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 342

The paper presents the hardware and software structure of the SIDEZ 80 development system.

The dynamics of applicative research require the creation of new, evaluated tools to permit the implementation of process control modern versions. SIDEZ 80 ensures the development, testing, servicing written applicative software in the Z80 microprocessor assembly language modifications, representing the ideal tool to develop future applications with dedicated microcomputers. All the MONZ 80 monitor controles are described in detail, showing the wide posibilities offered to the user by the development system.

DC 621.315.6 : 621.314

INSULATING PART IN ELECTROTECHNICAL BOARD

Toma, G., Nedelcuţ, D., Oanţă, Gh. : **Use of electrotechnical board in achievement of certain reliable insulating systems on medium and high power transformers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 347

The technology for electroinsulating parts in electrotechnical board, used in medium and high power transformer manufacturing, and the insulating systems for transformers development directions in our country, is presented.

SOMMAIRE

CD 621.868 : 621.337

ELECTROCAR
HACHEUR
CAMION ÉLECTRIQUE

Stavarache, P., Mincinopschi, Gh. : **Expérimentations concernant l'introduction de l'électronique dans l'entraînement des véhicules électriques de transport usiner.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 317

La réduction de la consommation d'énergie dans le transport usinier, sans l'aspect de la réduction de la consommation d'énergie électrique et de combustibles liquides, a mené à l'expérimentation de l'emploi du hacheur en vue du réglage de la vitesse dans le domaine des entraînements électriques des électrocars et des camions à accumulateurs. On y décrit, brièvement, les deux types de véhicules et les résultats de l'expérimentation, leurs avantages et l'élargissement de la gamme des possibilités d'emploi du camion électrique.

CD 621.317.2

EXCITATION DES MOTEURS SYNCHRONES
MESURE DU COURANT RÉACTIF

Nerodea, T. et al. : **Installation pour exciter les moteurs synchrones.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 321

On y présente des instalations pour exciter les moteurs synchrones, dont le principe de fonctionnement est basé sur la stabilisation du courant capacitif fourni au réseau par le moteur.

Afin de mesurer le courant réactif on emploie un dispositif recevant des grandeurs proportionnelles à la tension et au courant des bornes du moteur, ce qui conduit à l'obtention d'un haut rendement tout en offrant la possibilité de la compensation de la consommation de courant indectif.

CD 621.317.39

MAGNÉTO-ELASTICITÉ
TRADUCTEUR DE FORCE

Marinescu, E., Marinescu, A. : **Equipements industriels pour mesurer les grandeurs non-électriques reposant sur la tensométrie magnétoélastique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986 p. 325

Le travail se réfère aux principales réalisations obtenues dans le domain de la tensométrie magnéto-élastique et aux perspectives ouvertes par l'élargissement de la gamme d'applications de cette technique dans les mesures industrielles

---

CD 621.311.4 : 550.34

ESSAIS DE L'APPAREILLAGE ÉLECTRIQUE

Chiciu, C., Ctrstea, M., Irimia, D. : **Experimentations sur la tenue selsmique des cellules préfabriquées fermées d'interieur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 329

On y expose le schéma fonctionnel, la méthode d'essai les eritérium de qualification et les résultats des essais seismiques, sous charge, ainsi que l'opérabilité similaire à celle d'emploi pour un ensemble de trois cellules de moyenne tension, préfabriquées, fermées, d'interieur deux cellules de chaine, type CIIL-MA-1-12/630 A ; une cellule de mesure, type CIIM-MA-12.

CD 621.316.57

INTERRUPTEURS DE HAUTE TENSION
COMMUTATION

Curcanu, Gh. : **Sur la commutation des courants inductifs faibles lors de la déconnexion des transformateurs à marche à vide.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 333

Le travail décrit les principaux phénomènes physiques engendrés lors de la commutation des courants inductifs faibles dans les réseaux à haute tension au moment de la déconnexion des transformateurs à marche à vide. On y présente le resultat des expérimentation effectuées avec des interrupteurs de haute tension de laboratoire et de réseau et l'on y propose un standard pour l'essai des interrupteurs de haute tension lors de la coupure des courants aux transformateurs à marche à vide.

CD 519.6 :621.316.54

CHAMP ÉLECTRIQUE
MODÉLISATION (DIGITALE, PHYSIQUE)
COURBES ÉQUIPOTENTIELLES

Hurdubeţiu, S., Filimon, C. : **Possibilités d'étude du champ électrique des interrupteurs de haute tension à SF6.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 338

Les interrupteurs de h.t. constituent des configurations tridimensionnelles à diélectriques multiples. Tout en analysant les possibilités d'étude du champ électrique des interrupteurs de h.t., on y présente la méthode des charges equivalentes (MSE), la méthode des modèles spatiaux en papier électroconducteur, un algorithme pour déterminer les équipotentiels électriques dans un plan secant quelconque, le schéma logique des programmes de calcul reposant sur MSE, les résultats obtenus pour une chambre d'extinction à enveloppe en porcelaine et à milieu d'extinction et diélectrique intérieur constitués par SF6.

CD 681.3.02 :681.3.06

MICROPROCESSEUR
MICRO-ORDINATEUR

Cernian, O. et al. : **Le système de développment SIDEZ 80, résultat de la collaboration entre ICSIT-MTAE et l'Université de Craiova.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 342

Ce travail la structure = matériel et logiciel du système de développement SIDEZ 80. La dinamique de la recherche applicative impose qu'on élabore de nouveaux instruments évolués qui puissent permettre d'implémenter des variantes modernes de conduite des processus SIDEZ 80 assure le développement, l'essai le dépannage, la modification du progiciel écrit dans le langage d'assemblage du microprocesseur Z 80, tout en constituant le moyen idéal en vue du développement des prochaines application à micro ordinateurs. On y décrit en détail toutes les commandes du moniteur MONZ 80, démontrant la gamme large de possibilités offertes au bénéficiaire par le systeme de développement.

CD 621.315.6 :621.314

PIÈCES ÈLECTRO-ISOLANTES EN CARTON ÉLECTROTECHNIQUE

Toma, Gh., Nedelcuţ, D., Oanţă, Gh. : **L'emploi du carton électrotechnique afin de mettre en oeuvre des systémes d'isolateurs fiables pour les transformateurs de haute et moyenne puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 34**, nr. 8, nov 1986, p. 347

On y décrit la technologie de fabrication des pièces électroisolantes en carton électrotechnique employées dans la construction des transformateurs de haute et moyenne puissance ainsi que les directions de développement des systèmes d'isolation des transformateurs de notre pays.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale.

Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str, Brezoianu nr. 23—25, cd. 2553

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Electrotehnica nr. 8

CZ 621.868 : 621.337

ELECTROCAR
CHOPPER
CAMION ELECTRIC

Experimentări privind introducerea electronicii în acţionarea vehiculelor electrice de transport uzinal

PAUL STAVARACHE, GHEORGHE MINCINOPSCHI* – CRAIOVA

Electrocarul reprezintă vehiculul de transport generalizat în transportul uzinal. Acţionarea electrocarului este asigurată de un motor electric, alimentat de la o baterie de acumulatoare, avînd pentru pornirea şi reglajul turaţiei o rezistenţă variabilă înseriată între motor şi baterie [1].

Randamentul acţionării depinde de raportul dintre căderea de tensiune pe rezistenţă şi tensiunea bateriei.

O îmbunătăţire a randamentului se obţine prin divizarea bateriei de acumulatoare în două părţi egale şi conectarea în paralel sau serie a părţilor bateriei, menţinînd rezistenţa de reglaj în circuit [2].

Principalele dezavantaje ale acestor scheme constau în :

— randamentul scăzut, în cazul reglajului de turaţie ;

— solicitarea necontrolată a bateriei, cu scurtarea duratei de viaţă a acumulatorilor ;

— schemă electrică relativ complicată ;

— fiabilitate redusă, datorită contactelor electrice.

În scopul eliminării acestor dezavantaje, Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Maşini, Transformatoare şi Aparataj Electric–Craiova, a introdus în fabricaţie un echipament de acţionare pentru electrocare, folosind un variator de tensiune continuă (chopper).

O variantă a acestei acţionări a fost experimentată pe un camion electric.

În cele ce urmează, după prezentarea caracteristicilor chopperului de electrocar, se descriu electrocarele şi camionul electric, arătîndu-se rezultatele experimentale.

* Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare şi Aparataj Electric – Craiova.

1. Chopper pentru electrocar

Schema de acţionare, inclusiv schema de principiu a chopperului, au fost descrise în [3].

Tensiunile auxiliare necesare funcţionării schemei se obţin dintr-un bloc de stabilizare a tensiunii, folosind o priză de 24V de pe bateria de acumulatoare. Intregul echipament de acţionare, inclusiv filtrul de pe baterie, formează un singur bloc (fig. 1), prevăzut cu un cablu de accelerare, ce urmează a fi legat la pedala de acceleraţie şi la care se vor face conexiunile la motor şi la schema electrică ce asigură schimbarea de sens.

Mărimea de curent prescrisă, comandată de pedala de acceleraţie, este obţinută printr-un traductor optoelectronic dispus pe o parte laterală a blocului propriu-zis, după cum se poate vedea în figurile 1 şi 2. O astfel de soluţie elimină uzura potenţiometrelor clasice şi determină o fiabilitate nelimitată a dispozitivului de valoare prescrisă.

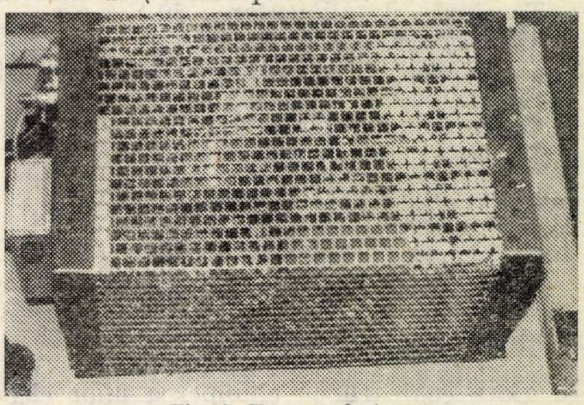


Fig. 1. Chopper electrocar.

Pentru a conferi echipamentului facilităţi de depanare, placa electronică, conţinînd schema de comandă, reglare bipoziţională şi protecţie, amplasată în interiorul blocului, pe peretele adiacent traductorului optoelectronic (fig. 2),

se montează într-un sistem-panou, avînd legăturile făcute prin mufe (fig. 3), iar becul utilizat în traductorul optoelectronic se montează într-un sistem de fixare tip baionetă, accesibil din afara blocului și vizibil în figura 2.

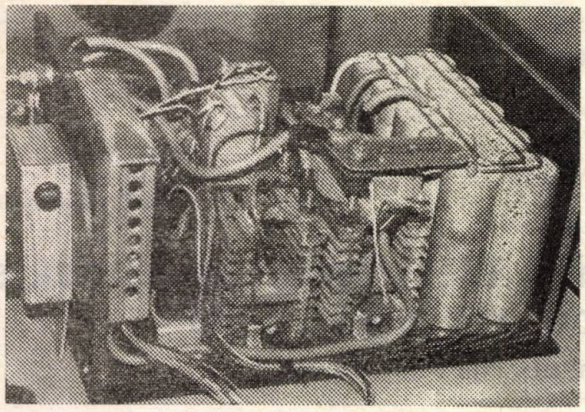


Fig. 2 Ansamblu chopper.

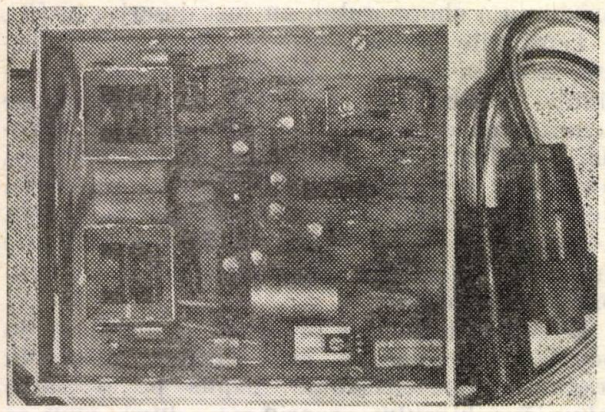


Fig. 3. Dispozitiv de comandă chopper.

Caracteristici :

1. Tensiunea de alimentare : 80 V c.c.;
2. Tensiunea de ieșire : 0—80 V;
3. Tensiuni auxiliare de alimentare : 24 V c.c;
4. Curent maxim : 130 A;
5. Gabarit : $465 \times 270 \times 218$;
5 Greutate : $18 \pm 0{,}5$ kg;
7. Protecții : la scurtcircuit
   la I_{max}
   U_{min} baterie.

2. Electrocarul cu chopper

În afara echipării cu chopper a unor electrocare proiectate cu chopper, aceasta poate fi ușor montat pe electrocarele aflate în exploatare. Gabaritul redus al blocului-chopper permite montarea lui sub scaunul conducătorului de electrocar și făcînd legăturile necesare, astfel încît bateria de acumulatoare să se conecteze la intrarea chopperului, iar ieșirile chopperului să alimenteze schema de inversare de sens și motorul existent pe electrocar, ca în cazul electrocarului tip EC3, produs de Intreprinderea Mecanică din Orașul dr. Petru Groza.

În mod similar, se pot adapta și electrocarele firmei Balkankar din R. P. Bulgaria.

3. Camionul electric

Experimentarea realizării unui camion electric pentru transportul uzinal s-a făcut prin transformarea unui camion tip SR113, fabricat de Intreprinderea „Steagul Roșu" — Brașov. In acest scop s-a înlocuit motorul termic cu un motor electric, păstrîndu-se ambreiajul și cutia de viteze și montînd un chopper similar celui descris mai sus, sub capota motorului.

Motorul de c.c. serie, avînd tensiunea nominală de 160 V, curentul nominal de durată de 100A, curentul de scurtă durată de 215 A și turația nominală 1 800 rotații/min. Bateria

Fig. 4. Camion electric.

de acumulatoare de 160 V și 180 Ah a fost dispusă de o parte și de alta a șasiului sub lada camionului (fig. 4).

Chopperul folosit a fost dimensionat pentru o tensiune de intrare de 220 V c.c. și un curent maxim de 182 A.

4. Rezultatele experimentale

Experimentările efectuate au urmărit trei aspecte distincte :

— consumul de energie, comparativ la electrocarul cu rezistență și la electrocarul cu chopper;

— determinarea principalelor caracteristici ale camionului electric;

— consumul de energie, comparativ la electrocarul cu chopper și la camionul electric.

Rezultatele experimentării funcționării unui electrocar echipat în două variante, cu rezistență și cu chopper, arătate în [3], au demonstrat eficiența variantei cu chopper. Consumul de energie la varianta cu chopper, reprezintă pe un traseu scurt, de 100 m cu 10 opriri și sarcini între gol și 2 tone, 35%, respectiv pe un traseu lung de 2 060 m cu 16 opriri și sarcini între gol și 2 tone 65%, din consumul electrocarului clasic, deci, în medie o reducere de 50% a consumului.

Experimentările camionului s-au efectuat pe drumuri betonate (aceleași ca în cazul electrocarului), sau asfaltate, consumul înregistrîndu-se cu un ampermetru-oră, rezultînd:

— consumul proporțional cu greutatea camionului; astfel pe 2 060 m, cu schimbarea vitezelor de la I la V în 16 opriri, raportul Ah/tone prezintă valorile:

5,4/5,4 (gol), 6,3/6,4 (sarcină o tonă) și 7,1/7,4; (sarcină 2 t);

— pînă la sarcini de 2 tone camionul poate porni din loc în orice treaptă de viteză, fără folosirea ambreiajului, vitezele maxime pe fiecare treaptă și timpii de accelerare depind de sarcină respectiv cele indicate în tabelul 1;

— folosirea treptelor de viteză conduce la o reducere a consumului în comparație cu folosirea treptei maxime de viteză. Pe 2 060 m cu 16 opriri, 6 schimbări de direcție la 90° și o schimbare la 180°, consumul a fost de 5,7 Ah în treapta V față de 5,4 Ah la folosirea treptelor de viteză I la V;

— experimentările privind rampa de urcare și consumul la drum întins (fără opriri) colaborate cu cele arătate, permit obținerea datelor comparative din tabelul 2.

Tabelul 1

Vitezele maxime și timpii de accelerare în cele 5 trepte de viteză pentru camionul electric cu chopper gol și încărcat cu 2 tone

Trepte de viteză	Viteza maximă, km/h		Timp de accelerare, s	
	gol	sarcina 2 t	gol	sarcina 2 t
I	10	8	9	10
II	16	14	12	17
III	27	23	14	20
IV	37	32	20	28
V	45	40	30	40

Tabelul 2

Caracteristicile camionului cu motor termic, comparate cu cele ale camionului cu motor electric și chopper

Nr. crt.	Caracteristica		Cu motor termic	Cu motor electric și chopper
1	Greutatea în gol		3,145 t	5,400 t
2	Sarcina utilă		5,5 t	3,0 t
3	Durata de funcționare continuă între două încărcări succesive			2 ore
4	Autonomie între două încărcări succesive			70 km
5	Rampa maximă		35%	15%
6	Viteze cu sarcină utilă	I	12,3 km/oră	7 km/oră
		II	21 km/oră	13 km/oră
		III	30 km/oră	21 km/oră
		IV	56 km/oră	29 km/oră
		V	80 km/oră	38 km/oră
7	Consum specific în sarcină		281/100km	2,3 Ah/km

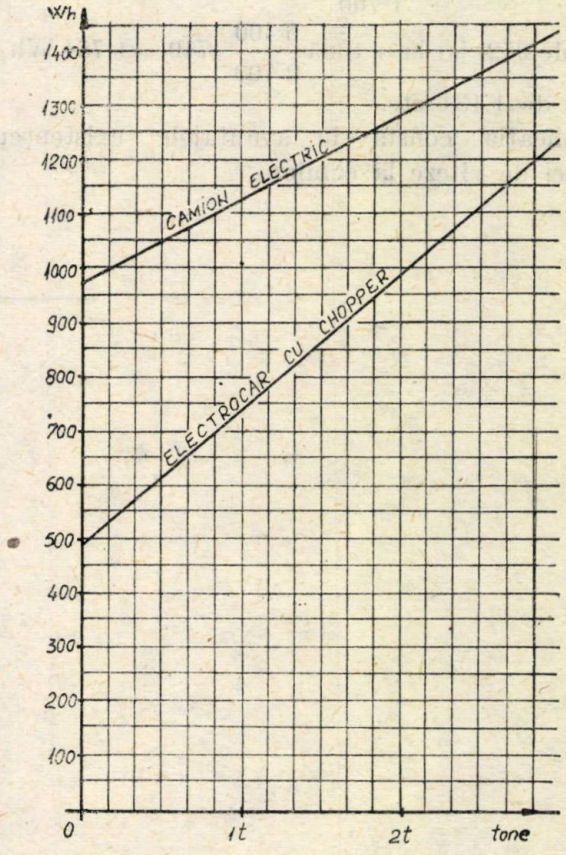


Fig. 5. Consumul în Wh funcție de sarcină pentru camion electric și electrocar cu chopper.

Comparînd consumurile în Wh la electrocarul cu chopper și la camionul electric, pe același traseu de 2 060 m, se obțin datele din figura 5.

Se observă că la aceeași sarcină utilă consumul este mai mare la camion, iar consumul-camion, raportat la consumul-electrocar, scade cu creșterea sarcinii :

$$\text{în gol, } \frac{972}{480} = 2{,}025 >$$

$$> \text{ sarcina } 1\,\text{t}, \frac{1\,134}{740} = 1{,}532 >$$

$$> \text{ sarcina } 2\,\text{t}, \frac{1\,278}{980} = 1{,}304 \text{ Wh.}$$

Consumul camionului ar fi trebuit să fie mai mare, dacă nu se raportează la greutatea în gol a celor două vehicule.

De exemplu, în gol, pentru 1 700 kg ale electrocarului, la care consumul a fost de 480 Wh, ar fi trebuit să se obțină, pentru cele 5 400 kg ale camionului, $\frac{5\,400}{1\,700} \cdot 480 = 1\,524{,}7$ Wh, în loc de 972, iar la o tonă $\frac{6\,400}{2\,700} \cdot 740 = 1\,754$ Wh, față de 1 134 etc.

Explicația constă în avantajele existenței cutiei de viteze la camion.

5. Concluzii

Introducerea chopperului în acționarea electrocarelor prezintă avantaje importante, dintre care : dublarea capacității de transport între două încărcări succesive ale bateriei de acumulatoare, creșterea duratei de viață a acumulatoarelor și creșterea fiabilității părții electrice.

Transformarea unui camion clasic într-un camion electric, apt a fi utilizat în transporturi uzinale, cu diminuarea corespunzătoare a vitezelor maxime, timpilor de accelerare, a rampei maxime și a sarcinii utile, în comparație cu camionul clasic ; diminuările menționate reprezintă un compromis rezultat din autonomie, capacitatea bateriei și puterea motorului.

Consumul camionului electric experimentat este cu circa 25 % mai mare decît al electrocarului cu chopper, la o sarcină de 2 tone, datorită greutăților totale diferite ale celor două vehicule și a existenței cutiei de viteze la camion.

Bibliografie

[1] * * * Carte tehnică, Electrocar de 3 tone — tip EC3, Or. dr. Petru Groza.

[2] * * * Carte tehnică, Balkankar, E006.2, Sofia, 1984.

[3] Mincinopschi Gh., Stavarache, P., Electrocar cu chopper. Comunicări tehnice „Electroputere", nr. 11, 1984 p. 49—51.

CZ 621.317.2

EXCITARE MOTOARE SINCRONE
MĂSURARE CURENT REACTIV

Instalații pentru excitarea motoarelor sincrone

TIBERIU NERODEA, ION ENACHE, PETRE RĂDUCAN, CORNELIA NĂVLIGU* — CRAIOVA

Introducere

Motoarele sincrone se folosesc pentru acționări în industriile chimică, metalurgică și în alte domenii ale economiei naționale, mărind stabilitatea și îmbunătățind parametrii energetici ai rețelelor de alimentare. Aceste proprietăți ale motoarelor sincrone depind, în mare măsură, de tipul instalației de excitare și de funcțiile regulatoarelor automate cu care sînt prevăzute.

Autorii au elaborat o serie de instalații de excitare, aflate în prezent în fabricație la Întreprinderea „Electroputere" Craiova, care satisface gama de motoare existente în țara noastră, putîndu-se folosi atît pentru modernizarea instalațiilor existente, cît și în cadrul unor instalații noi.

1. Schema instalației de excitare

Schema-bloc a instalației pentru excitarea motoarelor sincrone se prezintă în figura 1. Elementul de execuție este un redresor trifazat semicomandat, dimensionat pentru alimentarea înfășurării de excitație în condiții normale și de forțare. Deoarece tensiunea necesară alimentării înfășurărilor de excitație ale motoarelor sincrone este inferioară tensiunii redresate ideale, corespunzătoare rețelei, între redresor și rețea este interpus un transformator de adaptare.

Dispozitivele de comandă și automatizare ale instalației de excitare asigură funcționarea motorului sincron cu un curent capacitiv impus, la alegere. Adaptarea acestei soluții a fost posibilă pe baza cunoașterii necesităților de compensare a curentului reactiv, absorbit de alți consumatori existenți la beneficiarii respectivi, cunoscînd modul de variație a cuplului rezistent și a tensiunii de alimentare. Această soluție originală [1] asigură stabilitatea dinamică a motoarelor și posibilitatea de planificare a curentului reactiv-capacitiv furnizat, cunoscînd că instalațiile tehnologice din combinatele chimice au o funcționare de lungă durată la parametri constanți.

De la potențiometrul R_1 se prescrie o valoare a curentului reactiv, care se compară cu curentul reactiv măsurat, furnizat de motor rețelei, obținut cu dispozitivul de măsurat *DMI* sin φ.

Tensiunea de ieșire din regulatorul de curent reactiv constituie valoarea prescrisă pentru regulatorul de curent, care se aplică acestuia prin intermediul dispozitivului de foțare a excitației *DFE*. Cînd se comandă forțarea excitației, ca urmare a sesizării scăderii tensiunii

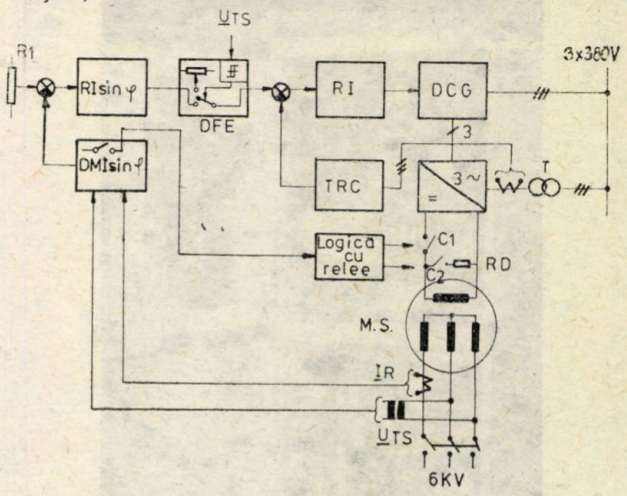


Fig. 1. Schema-bloc a instalației pentru excitarea motoarelor sincrone.

de alimentare, sau pentru pregătirea motorului în vederea preluării unei suprasarcini, *DFE* întrerupe legătura dintre *RI* sinφ și *RI*, aplicînd pe intrarea acestuia din urmă o nouă valoare prescrisă, proporțională cu curentul de forțare a excitației, stabilită la un potențiometru ce se află în *DFE*.

Regulatorul de curent *RI* comandă dispozitivul de comandă pe poartă *DCG* așa fel încît curentul de excitație să fie egal cu cel prescris, aplicat la intrarea sa, conducînd la funcționarea cu curent reactiv-constant. În cazul forțării excitației, *RI* își modifică mărimea de ieșire astfel încît valoarea curentului de excitație obținut să fie egală cu valoarea prescrisă de *DFE*.

Traductorul de curent tip *TRC*-01 are o construcție specială, prezentă în capitolul 3.

Pe perioada pornirii în asincron înfășurarea de excitație este conectată pe un rezistor de descărcare *RD*. Sfîrșitul pornirii se sesizează de către un comparator din *DMI* sin φ, prin compararea valorii măsurate a curentului reactiv, încă inductiv, cu o valoare prestabilită. La sfîrșitul pornirii se închide contactorul C_1 și, cu o mică întîrziere, se deschide contactorul C_2.

Pentru o sincronizare rapidă, instalația furnizează la început un curent de excitație egal cu cel de forțare, stabilit din limitatorul lui

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova.

RI sin φ, a cărui viteză de creştere este maximă, asigurată de comanda redresorului cu unghiul de comandă α_{min}.

Soluţia adoptată pentru reglarea excitaţiei a fost bine apreciată pe plan ştiinţific, în [3] evidenţiindu-se caracterul ei de noutate.

Din punct de vedere constructiv s-a urmărit o cît mai bună integrare în instalaţiile existente. Astfel, transformatorul de adaptare se montează

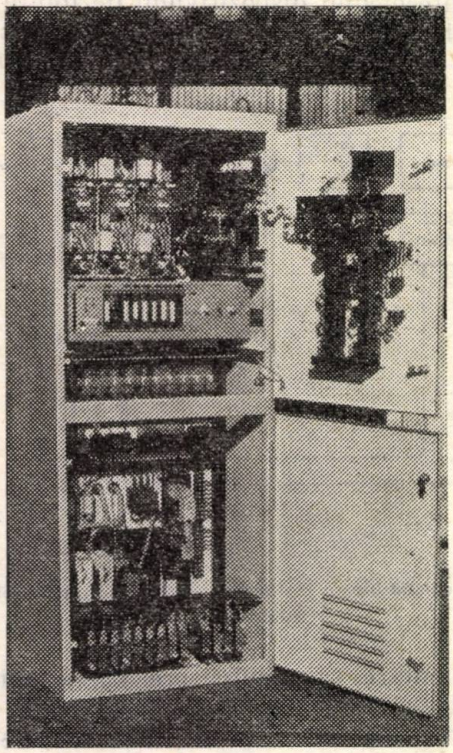


Fig. 2. Fotografia dulapului conţinînd instalaţia de excitare.

în locul grupului motor-generator de excitare, iar instalaţia de excitare, montată într-un dulap (figura 2) se instalează în locul celulei de excitare din vechea construcţie. În tabelul 1 se prezintă caracteristicile generale ale instalaţiilor de excitare.

2. Dispozitivul de măsurat curent reactiv *DMI* sinφ

DMI sin φ funcţionează pe principiul redresorului comandat, la ieşirea căruia tensiunea obţinută este proporţională cu produsul dintre tensiunea aplicată şi cosinusul unghiului de comandă.

În figura 3 se prezintă diagrama fazorială a unui sistem trifazat, în care curenţii sînt defazaţi înaintea tensiunilor de fază cu unghiul φ. Faţă de tensiunea de linie U_{TS} curentul pe faza *R* este defazat înainte cu unghiul 90° + φ.

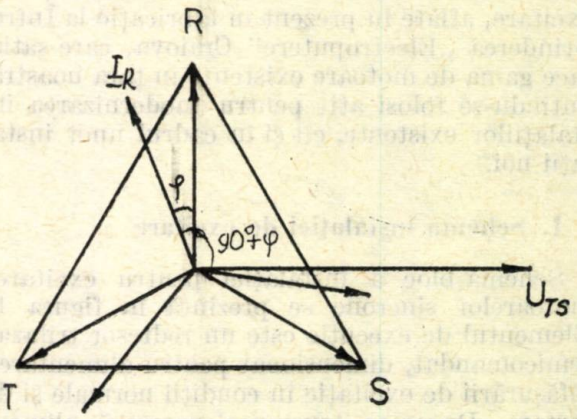


Fig. 3. Diagrama fazorială pentru prezentarea funcţionării dispozitvului de măsurat curent reactiv.

La *DMI* sin φ, figura 4, se aduc mărimi proporţionale cu $\underline{I}_R$ şi $\underline{U}_{TS}$. Amplificatorul operaţional A_1 amplifică curentul la valoarea care asigură o bună rezoluţie a dispozitivului de măsurat şi îl inversează, iar A_2 îl readuce în faza cu $\underline{I}_R$.

Tabelul 1

Tipuri de instalaţii de excitare motoare sincrone

Nr. crt.	Tip, simbol	Tensiunea de alimentare, Vc.a. U_a	Parametrii ieşire: Tensiuni, Vc.c. U_{dN}	Parametrii ieşire: Curenţi, A c.c. I_d	Curent max. de forţare I_d max, A c.c.	Ventilaţie	Gabarit / greutate, mm / kg
1	DFC-RTY3	50÷300	50÷300	0÷400	$1,6 \cdot I_d$	Forţată	1 500×600×1 500 / 200÷300
2	DFC-RTY3	50÷275	50÷275	0÷250	$1,6 \cdot I_d$	Naturală	800×600×2 000 / 200÷260
3	DFC-RTY3	125	125	0÷600	$1,2 \cdot I_d$	Naturală	800×600×2 000 / 320
4	DFC-RMY2	250	250	125	$1,4 \cdot I_d$	Naturală	800×600×2 000 / 200

Observaţii: Instalaţia de la nr. crt. 4 este cu redresor monofazat, iar restul cu redresoare trifazate.

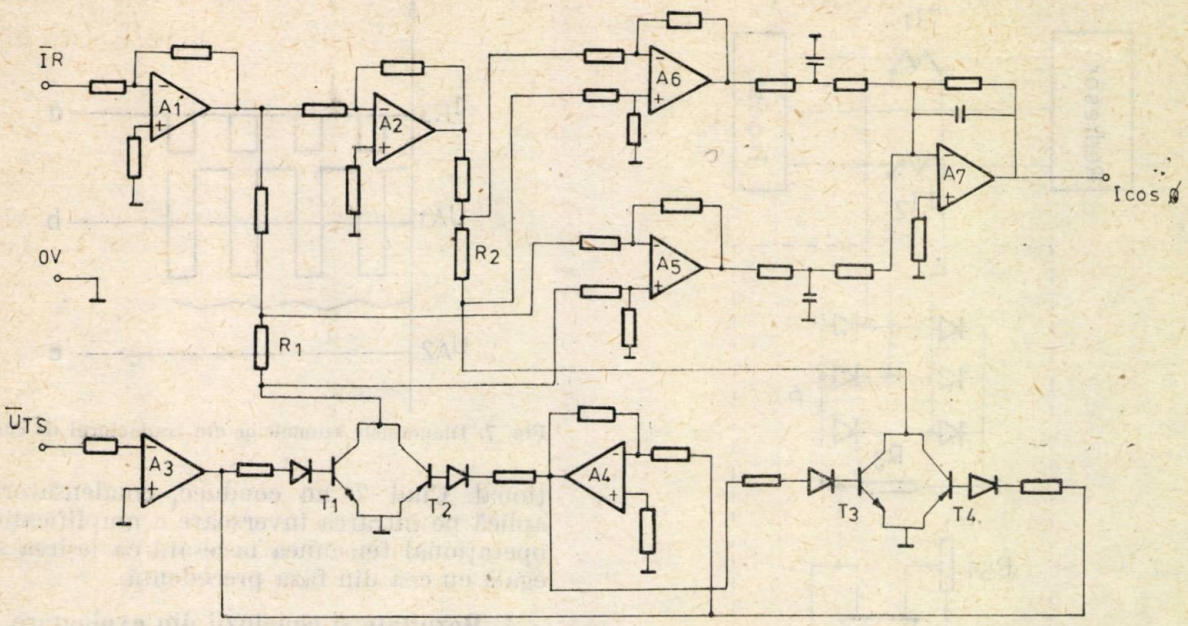


Fig 4. Schema dispozitivului de măsurat curent reactiv.

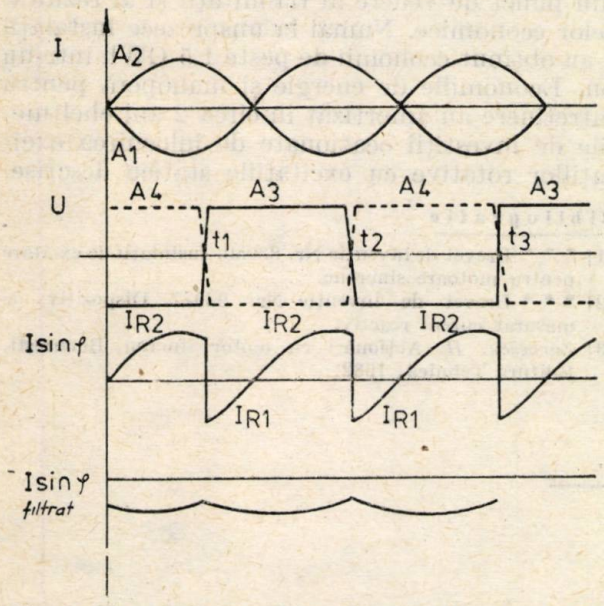


Fig. 5. Diagramele semnalelor din dispozitivul de măsurat curent reactiv.

A_3 este un comparator la ieşirea căruia apare o tensiune alternativă dreptunghiulară, în antifază cu tensiunea $\underline{U}_{TS}$. A_4 inversează tensiunea de la ieşirea lui A_3.

Diagramele semnalelor în diferite puncte ale dispozitivului, corespunzător defazajului din figura 3, se prezintă în figura 5. În prima semiperioadă a curentului se asigură curentul bazei pentru tranzistoarele T_3 şi T_4, însă cu polaritatea semnalului reprezentînd curentul din figură, numai tranzistorul T_3 este străbătut de curent. Pe rezistenţa R_2 apare o cădere de tensiune proporţională cu curentul. La schimbarea polarităţii tensiunii de ieşire a comparatoarelor A_3 şi A_4 se asigură curenţii de bază pentru tranzistoarele T_1 şi T_2. În prima parte a intervalului va conduce tranzistorul T_2, iar după trecerea curentului prin zero tranzistorul T_1.

Amplificatoarele operaţionale A_5 şi A_6 preiau căderile de tensiune de pe rezistenţele R_1 şi R_2, le amplifică şi le schimbă referinţa, făcînd posibilă adunarea lor în amplificatorul operaţional A_7. Amplificatorul operaţional A_7, datorită condensatorului din circuitul de reacţie, constituie în acelaşi timp şi un filtru, la ieşirea sa obţinîndu-se valoarea medie a curentului reactiv. Dispozitivul de măsurat $I \sin \varphi$ face obiectul unui brevet [2].

3. Traductor pentru curentul de excitaţie

Schema traductorului de curent se prezintă în figura 6. Cu ajutorul a două transformatoare de curent, legate în V, se măsoară curentul pe două faze de alimentare a redresorului, obţinîndu-se după redresarea în puntea trifazată P o cădere de tensiune pe rezistenţa R_3, proporţională cu curentul preluat din reţea. Datorită faptului că puntea redresoare a instalaţiei este semicomandată, şi înfăşurarea de excitaţie prezintă o inductivitate mare, o parte din curentul de excitaţie se închide prin dioda de nul. Pentru a obţine curentul de excitaţie, pe baza observaţiei că acesta este egal cu amplitudinea curentului măsurat, figura 7, s-a adăugat în schemă un circuit de memorare analogică.

În intervalele în care există cădere de tensiune pe R_3 tranzistorul T conduce, A_2 fiind amplificator-inversor. Capacitatea C se încarcă cu tensiunea de ieşire a amplificatorului opera-

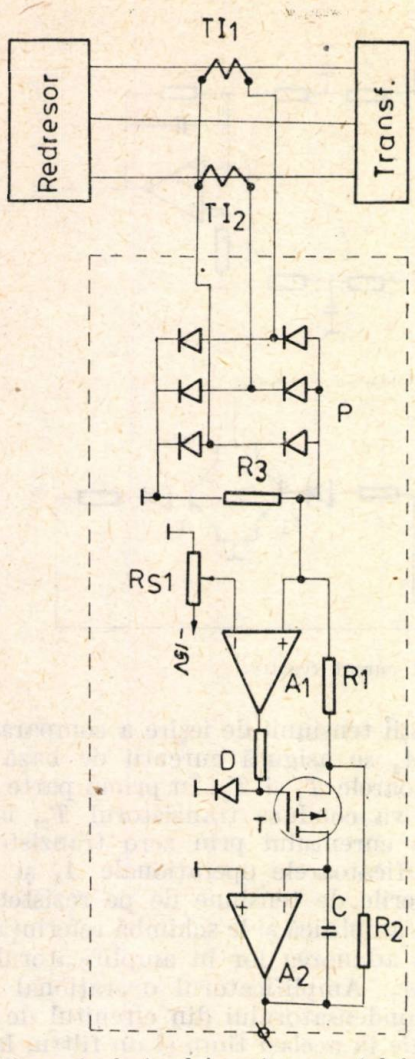


Fig. 6. Schema traductorului pentru curentul de excitație.

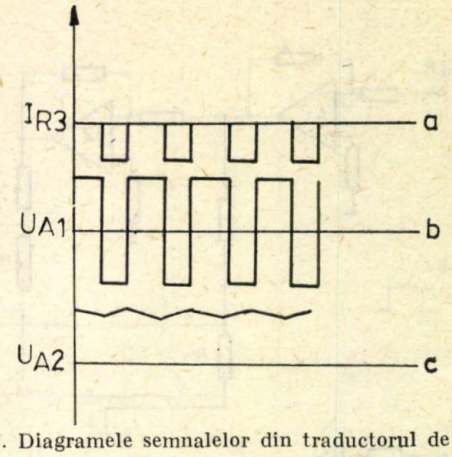


Fig. 7. Diagramele semnalelor din traductorul de curent.

țional. Cînd T nu conduce, condensatorul C aplică pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional tensiunea necesară ca ieșirea să fie egală cu cea din faza precedentă.

4. Rezultate și concluzii din exploatare

Cele peste treizeci de instalații de excitare, aflate în funcțiune, au oferit deplină satisfacție din punct de vedere al fiabilității și al rezultatelor economice. Numai la unsprezece instalații s-au obținut economii de peste 1,5 GWh într-un an. Economiile de energie și manoperă pentru întreținere au amortizat în circa 2 ani cheltuielile de investiții ocazionate de înlocuirea excitațiilor rotative cu excitațiile statice descrise.

Bibliografie

[1] * * * Brevet de invenție Nr. 83950. Instalații de excitare pentru motoare sincrone.
[2] * * * Brevet de invenție Nr. 93927. Dispozitiv de măsurat curent reactiv.
[3] *Zărnescu, H.* Acționări cu motor sincron. București, Editura Tehnică, 1982.

CZ 621.317.39

MAGNETOELASTICITATE
TRADUCTOR DE FORȚĂ
APLICAȚII

Echipamente industriale pentru măsurarea mărimilor neelectrice, bazate pe tensometrie magnetoelastică

ECATERINA MARINESCU *, ANDREI MARINESCU** – CRAIOVA

Introducere

Mecanizarea și automatizarea proceselor industriale este din ce în ce mai mult legată de existența unor traductoare pentru măsurarea mărimilor neelectrice. Printre acestea, domeniul măsurării electrice a unor mărimi mecanice ca: forțe, mase, presiuni și momente de torsiune are un rol deosebit de important.

Principiile de măsurare, cel mai frecvent aplicate în momentul de față, sînt tensometria rezistivă și cea magnetoelastică. În timp ce tensometria electrorezistivă (TER) are, din principiu, o mare precizie de măsurare și abia după ani de cercetări a căpătat siguranța în funcționare necesară [1], în cazul tensometriei magnetoelastice (TME) [2÷6] lucrurile stau exact invers. Traductoarele magnetoelastice sînt deosebit de robuste, dar au avut, la început, o precizie limitată, care a putut fi îmbunătățită abia după studii îndelungate [5].

Urmărind să rezolve problema limitării sarcinii și cîntăririi tehnologice, la și cu mașini de ridicat, studiile întreprinse, mai întîi de catedra de fizică a Universității Craiova [7, 8] și apoi în cadrul ICSIT-MTAE [9], au demonstrat că, fără a se abate prea mult de la tehnologia existentă în industria electrotehnică, se pot fabrica în țară traductoare de tip magnetoelastic și aparatura electronică aferentă.

Din analiza posibilităților de aplicare a unor astfel de dispozitive în RSR a rezultat un domeniu foarte larg, care se referă atît la îmbunătățirea unor produse și tehnologii existente în momentul de față, cît și la produse și tehnologii noi de perspectivă imediată, care dau posibilitatea realizării de echipamente complexe pentru instalații industriale, dintre care unele vor fi descrise în cele ce urmează.

1. Principiile fundamentale ale TME

Studiul efectelor magnetoelastice se menține constant în actualitate, pe de o parte datorită faptului că permite aprofundarea cunoașterii proceselor de magnetizare în corpul solid [3, 4], iar pe de altă parte, deoarece apar mereu noi aplicații științifice și tehnice ale acestor efecte [5, 10].

În țara noastră, problemele de magnetoelasticitate au făcut obiectul unor preocupări intense la Iași, Cluj și Timișoara [11], în special în legătură cu solicitarea la torsiune a firelor și straturilor subțiri, frecarea internă etc.

În afară de aceste aspecte, un interes deosebit îl prezintă comportarea corpului solid sub influența eforturilor normale, întrucît pe această bază se pot realiza dispozitive de măsurare a forțelor și vibrațiilor destinate utilizării industriale [2].

Există numeroase tipuri constructive de dispozitive de măsurare a eforturilor normale, bazate pe principii de magnetoelasticitate; elementul de diferențiere îl formează corpul activ, în care are loc interacțiunea mecanomagnetică [2, 6].

Analiza acestor dispozitive consideră un feromagnetic, în care cîmpul magnetic H produce o inducție magnetică B, iar micile variații ale efortului aplicat $\Delta\sigma$ conduc la o variație de inducție:

$$\Delta B = \left(\frac{\partial B}{\partial \sigma}\right)_H \cdot \Delta\sigma = S \cdot \Delta\sigma, \qquad (1)$$

care este determinată, de obicei, cu o bobină-sondă. Aici S este sensibilitatea magnetoelastică, care joacă în magnetoelasticitate un rol similar ca importanță, permeabilității magnetice din magnetism.

Principalele tipuri de TME sînt prezentate în tabelul 1, unde solidul feromagnetic, căruia i se aplică un cîmp de eforturi mecanice posedă două sau mai multe orificii, în care sînt dispuse o înfășurare de excitație și o înfășurare de sondare (măsură).

Construcțiile A, B, C sînt, de fapt, transformatoare obișnuite cu înfășurări coaxiale la care diferă unghiul φ dintre direcția de aplicare a efortului mecanic σ și direcția cîmpului magnetic H.

În funcție de unghiul φ, sensibilitatea TME cu înfășurări coaxiale are forma [7]:

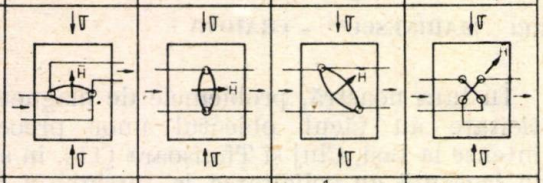
$$S_\varphi = S_\perp \sin^2 \varphi + S_\parallel \cos^2 \varphi, \qquad (2)$$

unde $S_\parallel$ este sensibilitatea longitudinală, care se obține atunci cînd $\sigma_\parallel H$, iar $S_\perp$ este sensibilitatea transversală care se obține pentru $\sigma_\perp H$.

* Universitatea din Craiova
** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova.

Tabelul 1

Echipamente industriale pe bază de traductoare de forță de tip magnetoelastic

	A	B	C	D
φ	0°	90°	45°	45°
TME				
S	$S_0 = S_{\parallel}$	$S_{90} = S_{\perp}$	$S_{45} = \frac{1}{2}(S_{\parallel} + S_{\perp})$	$S_{45} = S_t$

În figura 1 se reprezintă grafic relația (2), din care rezultă că:

$$S_0 > S_{45} > S_{90}, \tag{3}$$

unde indicele reprezintă unghiul φ.

Construcția *D* reprezintă un transformator diferențial cu înfășurări de excitație și de măsură perpendiculare, caracterizat de un alt gen de sensibilitate magnetoelastică denumită sensibilitate tangențială (S_t).

În funcție de unghiul φ, sensibilitatea magnetoelastică variază conform relației [7]:

$$S_\varphi = S_t \sin 2\varphi, \tag{4}$$

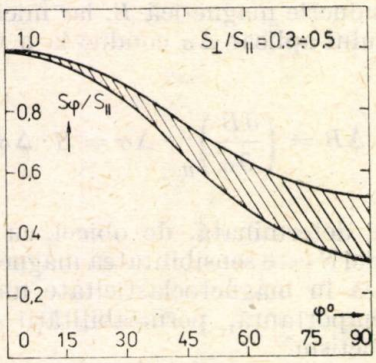


Fig. 1. Variația sensibilității TME cu înfășurări coaxiale în funcție de unghiul dintre direcția magnetizării și direcția efortului. Material activ: tablă silicioasă 1,7% Si NO 230; $\sigma_N = 100$ MPa; $H = 1$ kA/m; $\sigma_{\parallel}$ ($\sigma_{\parallel}$[110])

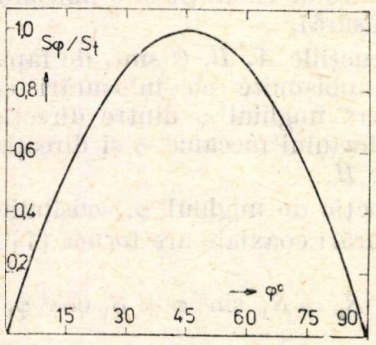


Fig. 2. Variația sensibilității TME cu înfășurări perpendiculare în funcție de unghiul dintre direcția magnetizării și direcția efortului. Material activ: tablă silicioasă 1,7% Si NO 230; $\sigma_N = 100$ MPa; $H = 1$ kA/m; $\sigma_{\parallel}$ ($\sigma_{\parallel}$ [110])

cu reprezentarea grafică din figura 2. De observat variația redusă a sensibilității tangențiale în jurul unghiului egal cu 45°.

În timp ce TME, de tipurile *A*, *B*, *C* sînt nesimetrice, TME de tipul *D* este simetric (la $\sigma = 0$ tensiunea de ieșire este nulă sau aproape nulă în cazul materialelor anizotrope [8]).

De aceea, o comparație de sensibilități la dispozitive constructiv-diferite se poate face corect numai apelînd la sensibilități relative definite sub forma:

$$S^{(r)} = \frac{1}{B}\left(\frac{\partial B}{\partial \sigma}\right), \tag{5}$$

unde *B* este valoarea inițială a inducției magnetice la $\sigma = 0$.

Avantajele oferite de tensometria magnetoelastică, față de alte metode tensometrice, se pot evidenția cu ușurință, dacă se compară așa-numitul „efect de măsură", definit pentru traductoarele TER sub forma variației relative de rezistență $\Delta R/R$ [1], care, în cazul elementelor rezistive, este de max. 0,2%, iar în cazul elementelor semiconductoare, este de circa 12% [2].

În cazul dispozitivelor TME se poate defini o mărime similară sub forma variației relative de inducție:

$$\frac{\Delta B}{B} = S^{(r)} \cdot \sigma_N, \tag{6}$$

unde σ_N este efortul nominal aplicat traductorului (pentru FeSi, de obicei 100 MPa).

În funcție de tipul constructiv al TME rezultă valori cuprinse între 3,5 și 100%.

Cercetările întreprinse în ultima perioadă la Craiova s-au orientat spre diversificarea posibilităților de utilizare a tensometriei magnetoelastice, ca și spre miniaturizarea dispozitivelor de măsură.

În acest scop, pornind de la studiul fenomenelor magnetoelastice sub eforturi normale, s-au elaborat: procedeul de măsurare a eforturilor de încovoiere prin combinarea solicitării la întindere și compresiune, care a permis realizarea arborilor de măsură, procedeul de măsurare a eforturilor de forfecare, care a condus la realizarea torsiometrelor [12, 13], ca și procedeul de solicitare mecanică simultană pe două direcții ortogonale, care a condus la creșterea sensibilității dispozitivelor de măsură a presiunilor și a forțelor mici și la posibilitatea încastrării traductoarelor în piesa de studiat.

2. Aplicații

Într-o lucrare anterioară [14] s-au prezentat principiile constructive ale TME și perfor-

manţele obţinute, confirmate de certificate de omologare metrologică de stat, elaborate de Institutul Naţional de Metrologie, care atestă clasa de precizie 0,3 pentru tipodimensiunile 50, 100, 300 şi 500 kN, cît şi pentru arbori de măsură.

În funcţie de aplicaţie şi de condiţiile concrete de transmitere a forţei se poate asigura, pe ansamblul instalaţiei, o clasă de precizie cuprinsă între 0,5 şi 1,5. De aici, rezultă că numai îmbunătăţirea clasei de precizie a traductorului nu este suficientă pentru mărirea clasei de precizie a instalaţiei şi că este necesară o colaborare strînsă între proiectantul, respectiv constructorul echipamentului industrial şi proiectantul instalaţiei de măsurare.

Principalele aplicaţii industriale ale tensometriei magnetoelastice, dezvoltate în cadrul ICSIT-MTAE, sînt prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

Tipuri de traductoare magnetoelastice

Problema de rezolvat	Tipul echipamentului
Măsurarea forţelor mari	Instalaţii pentru măsurarea forţelor axiale în timpul funcţionării transformatoarelor de putere. Instalaţii pentru măsurarea tensiunii în benzi laminate (tensometre de bandă). Instalaţii pentru măsurarea forţei de laminare 1÷16 MN.
Cîntărire industrială	Instalaţii de cîntărire pentru poduri rulante standard. Instalaţii de cîntărire pentru poduri rulante CNE. Instalaţii de cîntărire pentru poduri rulante de turnare.
Protecţie suprasarcină	Instalaţii de limitare şi cîntărire pentru macarale portuare. Instalaţii de limitare pentru electropalane, trolii etc. Instalaţii de protecţie antipatinaj pentru locomotive electrice.
Măsurarea momentului de torsiune	Instalaţii de măsurare a momentului de torsiune şi turaţiei în standuri de probă 0,1 ÷50 kNm ; 0 ÷ 3 000 rot/min.

Echipamentele prezentate sînt în mare măsură omologate şi fabricate sub formă de microproducţie.

În această categorie intră instalaţiile de cîntărire şi limitare pentru macarale portuare sau macarale plutitoare, care echipează produsele IM-Timişoara şi IM-Bocşa (cca 40 instalaţii realizate pînă în prezent), ce elimină pericolul de răsturnare, indiferent de înclinarea braţului macaralei, cît şi instalaţiile de cîntărire tehnologică pentru poduri rulante, montate la Întreprinderea Electroputere-Craiova, ITME-Filiaşi, OLTCIT-Craiova, Combinatul Siderurgic-Galaţi.

Instalaţiile de cîntărire electronică pentru poduri rulante se fabrică pentru sarcini cuprinse între 5 şi 250 tf; dispun de afişarea numerică a rezultatului cîntăririi atît în cabina podului rulant (UAC), cît şi în hală, prin intermediul unui afişaj de dimensiuni mari (ADM).

Utilizarea arborilor de măsură a condus la simplificarea adaptării podurilor rulante pentru cîntărire electronică.

Astfel, prin montarea traductorului în bolţul rolei de egalizare, cum este reprezentat schematic în figura 3, modificările sînt neînsemnate, nu sînt necesare dispozitive de rulare-derulare

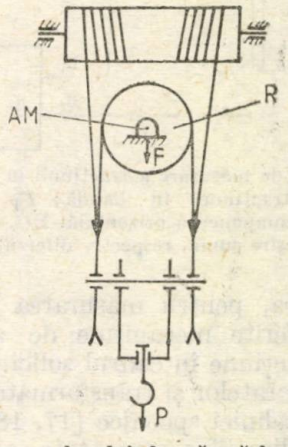


Fig. 3. Montarea arborelui de măsură la rola de egalizarea mecanismului de ridicare al unui pod rulant ($F = P/2$): R — rola de egalizare; AM — arbore de măsură.

pentru cablul de măsură, iar precizia de măsurare realizabilă este de 1%. O astfel de instalaţie este montată, printre altele, la ICM-Reşiţa, pe un pod rulant de 125 tone.

În ultima perioadă, industria românească a fost dotată cu tensometre de bandă pentru măsurarea continuă a tracţiunii în benzile metalice laminate, în scopul reglării automate a procesului şi îmbunătăţirii calităţii laminatelor.

Astfel de instalaţii s-au livrat la Combinatul Siderurgic-Galaţi pentru laminorul de benzi la rece nr. 2, la liniile de decapare, dresare şi cuarto şi la Combinatul de Oţeluri Speciale-Tîrgovişte, la liniile de tratament termic pentru laminorul de benzi electrotehnice nr. 2.

Instalaţia (fig. 4) constă din două dispozitive de măsură (*1*, *2*), echipate cu traductoare magnetoelastice, care determină, în funcţie de situaţie, componenta orizontală sau verticală a tracţiunii în banda laminată (F_T) prin intermediul unei role de măsură.

Instalaţiile asigură clasa de precizie 0,5 şi un timp de răspuns sub 5 ms, în condiţiile unor

suprasarcini admisibile de (10÷20) F_T, specifice condiţiilor de lucru din metalurgie.

Pe lîngă TME de compresiune s-au dezvoltat şi alte variante constructive, care servesc pentru determinarea forţelor de întindere sau de întindere şi compresiune [15]. O analiză a problemelor legate de sensibilitatea magnetoelastică la întindere şi compresiune este prezentată în lucrarea [16].

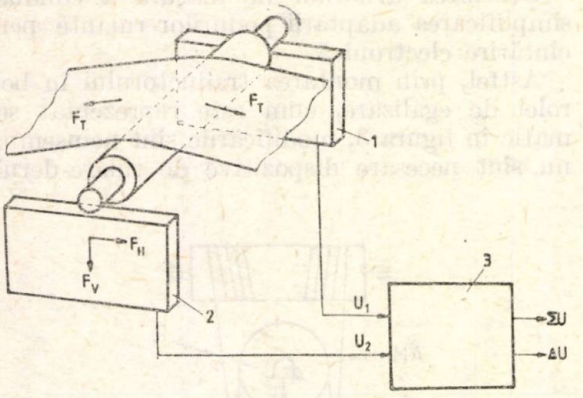


Fig. 4. Instalaţie de măsurare a tracţiunii în benzi metalice laminat: eF_T — tracţiunea în bandă; F_V — componenta verticală; F_H — componenta orizontală. ΣU, ΔU — semnale de ieşire sumă, respectiv diferenţă.

De asemenea, pentru măsurarea forţelor de impact în diferite mecanisme de acţionare a forţelor de reacţiune în cadrul solicitării electrodinamice a aparatelor şi transformatoarelor s-au pus la punct tehnici specifice [17, 18].

În afara aplicaţiilor prezentate, aria de aplicare a tensometriei magnetoelastice este mult mai largă şi aceasta se datorează, în special, capacităţii ridicate de suprasarcină, impedanţei reduse de ieşire (insensibilitate la perturbaţii) etc.

3. Concluzii

Cercetările teoretice şi experimentale întreprinse de Universitatea din Craiova şi ICSIT—MTAE au condus la posibilitatea aplicării industriale a tensometriei magnetoelastice în condiţiile utilizării exclusive a unor materiale realizate în ţară.

Realizările prezentate în lucrare arată că tensometria magnetoelastică este un domeniu dinamic de mare perspectivă pentru industria electrotehnică românească, pe baza căruia se pot obţine, cu investiţii minime şi apelînd la tehnologii clasice, dispozitive de măsurare robuste şi fiabile în multe domenii ale economiei naţionale.

Bibliografie

[1] *Rohrbach, Chr.* Handbuch für elektrische Messen Mechanischer Grössen Düsseldorf, VDI Verlag 1967.
[2] *Baumann E.* Elektrische Kraftmesstechnik. Verlag Technik Berlin 1976.
[3] *Vonsovski, S.V.* Magnetismul. Ed. Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1981.
[4] *Bozorth, R. M.* Ferromagnetism. Van Nostrand 1968.
[5] *Dahle, O.* The torductor and the pressductor, two magnetic stress-gauges of new type. In: ASEA Research 1958, nr. 1 p. 45—68.
[6] *Norton, H. N.* Handbook of transducers for electronic measuring system. Prentice Hall-London 1969.
[7] *Marinescu, E.* Cu privire la generalizarea conceptului de sensibilitate magnetoelastică. În: Analele Universităţii Craiova 1980, nr. 8, p. 83—92.
[8] *Marinescu, E.* Sensibilitatea magnetoelastică a feromagneticilor de tipul (110) [001] In: Studii Cerc. de Fizică **33** (1981), 1, 77—84
[9] * * * Tensometrie magnetoelastică. Studii, cercetări, aplicaţii, **vol. 1**, 1983, 96 p. Reprografia ICSIT-MTAE Craiova.
[10] *Ara, K., Brakas, M. J.* Inverse magnetostrctive sensitivity of martensitic stainless steel AISI-410 and its application to pressure measurements. In: TIEEE on Magnetics, vol. Mag-11 (1975), 5, p. 1352—1354.
[11] *Cişman, A., Rothenstein, B. F. Policec, A.* Fenomene fizice în metale feromagnetice solicitate. Editura Academiei RSR 1968.
[12] *Marinescu, E., Marinescu A.* Permeabilitatea magnetică a oţelurilor utilizate în torsiometre magnetoelastice. În: Lucrările CNEE, **vol. 5**, 44—50, Craiova, 1984.
[13] *Marinescu, A.* şi colectiv. Cuplaje torsiometrice de tip magnetoelastic pentru standuri de probă motoare electrice În: Lucrările CNEE, **vol. 4**, p. 179—182 Craiova, 1984.
[14] *Marinescu, E. Marinescu A., Stamate, S.* Realizări şi perspective în aplicarea industrială a tensometriei magnetoelastice. În: EEA Electrotehnica **30** (1982), 7, p. 321—325.
[15] *Marinescu, E., Marinescu, A.* Brevet RSR nr. 77463.
[16] *Marinescu, E.* Cu privire la sensibilitatea magnetoelastică la întindere şi compresiune a unor feromagnetici. În: Lucrările Colocviului Naţional de Fizică şi Tehnologia Materialelor Cristaline şi Amorfe, Iaşi, 1980.
[17] *Marinescu, E.* şi colectiv, Brevet RSR nr. 70987.
[18] *Marinescu, E.* Măsurarea forţelor variabile în timp cu traductoare magnetoelastice, Al II-lea Simpozion Naţional de Tensometrie, Cluj-Napoca, 1980, **vol. 1**, p. 193—200.

CZ 621.311.4 + 550.34

Experimentări privind comportarea la seism a celulelor prefabricate închise de interior

CORNEL CHICIU, MARIAN CÎRSTEA, DUMITRU IRIMIA * — CRAIOVA

Introducere

Creşterea tot mai accentuată a numărului şi importanţei consumatorilor de energie electrică a determinat o mai mare dependenţă a acestora de centralele producătoare, de liniile de transport şi de staţiile de distribuţie. Dependenţa implică, printre alte cerinţe foarte severe şi pe aceea de creştere a gradului de rezistenţă a acestor instalaţii, pentru a se asigura alimentarea cu energie a consumatorilor atît în timpul cît şi după apariţia unui eveniment seismic. Seismul care a avut loc în România la 4 martie 1977 a scos în evidenţă vulnerabilitatea unor componente ale staţiilor electrice ca: celule, transformatoare, baterii de acumulatoare etc. Desigur că, această vulnerabilitate a fost posibilă şi ca urmare a unor cerinţe reduse privind comportarea acestora la seism. Metodica de încercare prevedea ca produsul să fie montat pe platforma seismică în condiţii similare celor din exploatare, însă fără sarcină şi inoperabile. Din acest motiv criteriile de apreciere se limitau la compararea stării fizice şi operabilităţii lui, înainte şi după încercarea seismică.

Apariţia centralelor nucleare electrice în ţara noastră, a impus ca în special pentru sistemele lor cu funcţii de securitate, să fie proiectat, construit şi încercat un echipament electric atît în timpul, cît şi după un eveniment seismic.

1. Echipamentul încercat a fost constituit dintr-un ansamblu de 3 celule de medie tensiune din care: două celule-linie tip CIIL-MA-1-12 kV/630 A şi o celulă măsură tip CIIM-MA-12 kV.

În scopul creşterii rezistenţei la seism, faţă de documentaţia de execuţie curentă, au fost operate modificări constînd din introducerea unor garnituri de cauciuc sub aparatele aferente schemelor de circuite primare şi secundare. Sistemul de comandă deschidere a întreruptoarelor prin microîntreruptoare, acţionate de clapetele de eşapare a suprapresiunii, create ca urmare a apariţiei unui arc electric de avarie, a fost anulat, fiind considerat inadecvat pentru a putea fi folosit în cazul acestui gen de echipament.

2. Montajul ansamblului de celule pe platforma seismică s-a făcut într-o dispunere ca cea din figura 1, respectînd prevederile documentaţiei referitoare la fixare, cuplare şi conectare a cablurilor la modulele de racord aerian spate, figura 2, pentru observarea influenţei lor asupra izolatoarelor de trecere.

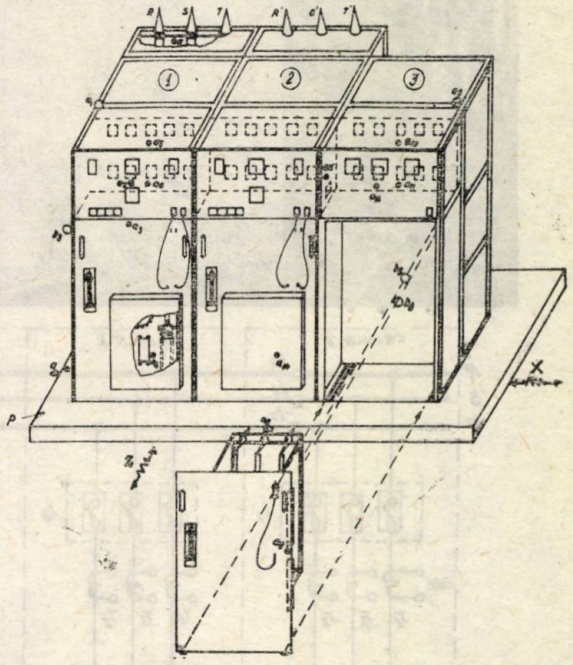


Fig. 1. *1, 2*— Celula tip CIIL-MA-1-12/630 A cu modul de racord aerian-spate; *3*— celulă tip CIIM-MA-12; *P* — platformă de încercări; *X* — direcţie de acţionare longitudinală; *Z* — direcţie de acţionare transversală; a_0-*a* 16 — traductoare pentru măsurarea acceleraţiilor; *D3*, *D8*, *D9*— traductoare pentru măsurarea deplasărilor.

3. Schema de încercare concepută în scopul simulării sarcinii electrice corespunde figurii 3. Operabilitatea ansamblului de celule s-a asigurat prin conectarea circuitelor secundare la tensiunile operative.

4. Puncte de măsură a fenomenelor de natură electrică şi seismică:

— curenţi şi tensiuni corespunzătoare sarcinii din calea principală de curent I_R, I_S, I_T; U_{RS}, U_{ST}, U_{TR};

— curenţi şi tensiuni corespunzătoare schemelor de circuite secundare (*I* com. închidere, *I* com. deschidere; *Ud* 101; *Ud* 104);

— acceleraţia platformei de încercare — a_0;

— acceleraţii la partea superioară a scheletului metalic de la celulele *1* şi *2* — *a1*; *a2*;

— acceleraţii pe traversele superioare ale cărucioarelor — *a3*; *a8*;

* Institutul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare şi Aparataj Electric — Craiova.

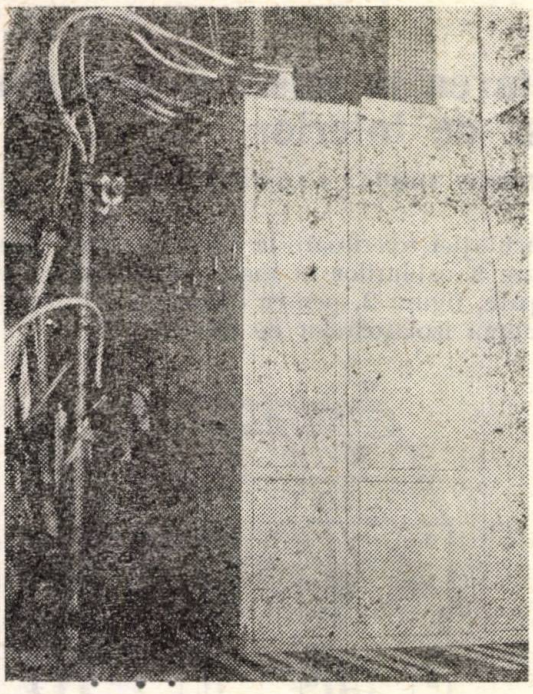


Fig. 2. Conectarea cablurilor de forță la modulele de racord aerian.

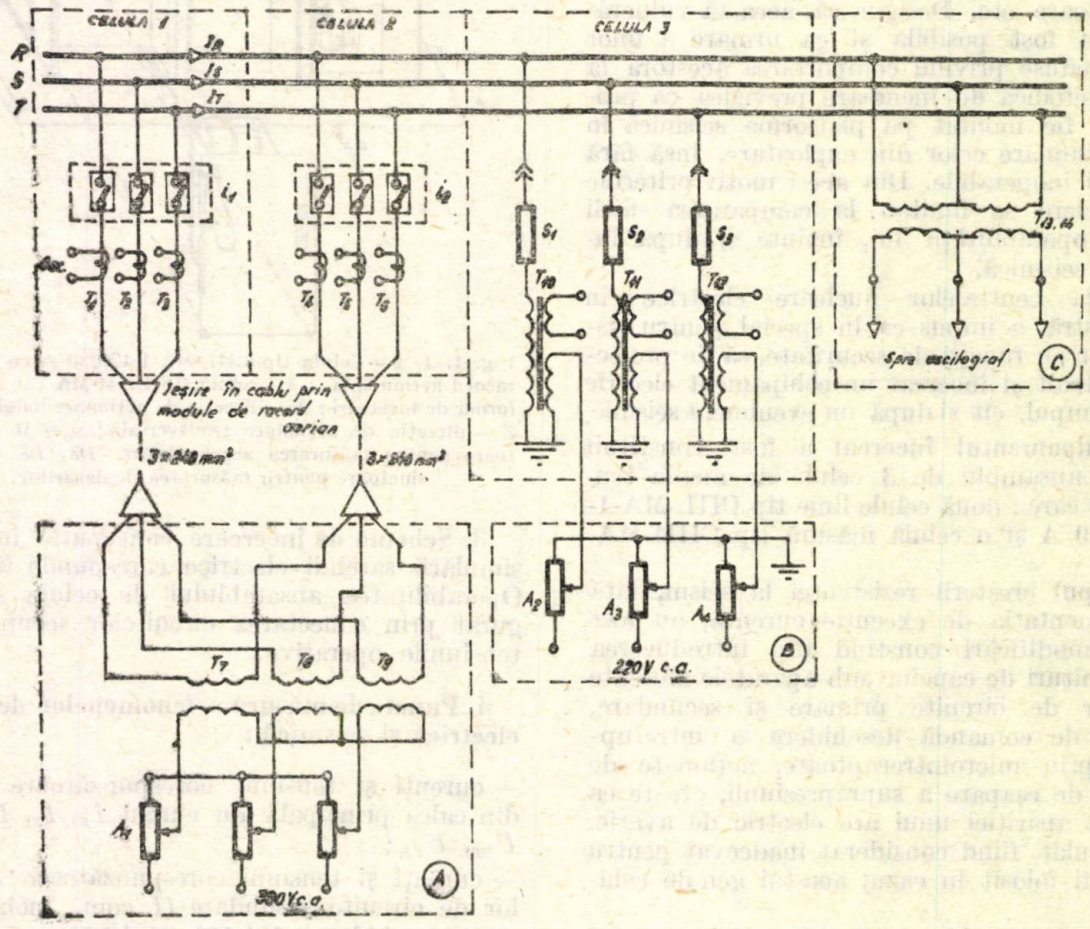


Fig. 3. $T1$, $T6$ — transformatoare de măsură curent tip CIRS 10 kV/2×300 A; $T10$, $T12$—transformatoare de măsură tensiune tip TIRS $\frac{6,0}{3}\ \frac{0,1}{3}\ \frac{0,1}{3}$ kV; $S1$, $S3$ — siguranțe fuzibile tip FITn-7, 2kV/0,5 A; $i1$, $i2$-întreruptoare tripolare în ulei tip I0-12 kV/630 A; T7—T9 — transformatoare de putere monofazate de tip uscat Sn-25 kVA, U = 380/40 V; $u_{sc} = 9\%$ cu secundar izolat la 12 kV; T 13 — T 14 — transformatoare de măsură—tensiune 20 000/100; $A2$ — $A4$ — autotransformatoare 220/0 — 200 V; A, B, C — aparate necesare realizării sarcinii și măsurii, montate lîngă platforma seismică.

— deplasări ale cărucioarelor pe direcţia de acţionare a platformei *d3*; *d8*;
— acceleraţiile plăcilor frontale ale mecanismului MRITM-2 — *a4*; *a14*;
— acceleraţiile pereţilor-spate ai compartimentelor de aparate *a5*, *a6*, *a10*, *a11*;
— acceleraţiile uşilor compartimentelor de aparate — *a7*, *a12*;
— acceleraţiile cadrului căruciorului întreruptorului — *a9*;
— acceleraţiile traversei superioare ale modulului de racord aerian spate — *a13*;
— acceleraţiile peretelui lateral dreapta ale compartimentului de aparate — *a15*.

Modul de amplasare a traductoarelor şi aparatelor de măsură este prezentat în figurile 1; 3.

5. Verificările şi încercările preseimice au avut drept scop obţinerea datelor necesare comparării lor cu cele din timpul şi de după încercările seismice. Ele au cuprins: inspecţii vizuale; măsurători ale căderilor de tensiune pe fază la circuitele de forţă şi manevre de închidere-deschidere cu întreruptoarele operaţionale i_1 şi i_2.

Determinarea caracteristicilor dinamice: frecvenţe proprii f (Hz) şi amortizare critică $\nu(\%)$, s-a făcut prin experimentări cu vibraţii liber-amortizate la acţionări cu şocuri de tip „sinus-amortizat" de mică intensitate, figura 4, aplicate la partea superioară a celulelor şi prin vibraţii întreţinute de tip „sinus-glisant", figura 5, în gama de frecvenţe 1—32 Hz cu viteze de baleiere de 1 octavă pe minut şi acceleraţie constantă $a0 = 1{,}5$ m/s², aplicate la bază. Durata încercării a fost de 300 s, pentru fiecare direcţie de acţionare, longitudinală şi transversală.

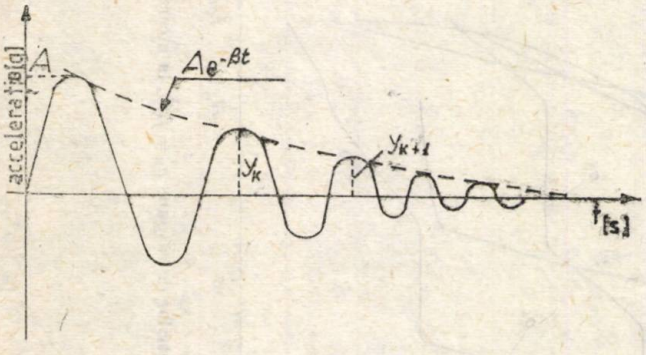


Fig. 4. Formă de undă tip „sinus amortizat".

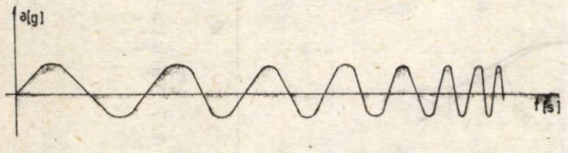


Fig. 5. Formă de undă tip „sinus glisant".

6. Încercări cu unde de tip unifrecvenţă ale ansamblului de celule aflat sub sarcină simulată la 6,3 kV şi 630 A

Programele de încercări seismice au cuprins parametrii de acţionare pentru care amplificările dinamice au prezentat valori maxime pe direcţiile:
— longitudinală, cu acceleraţii de 1,55 m/s²; 1,77 m/s²; 3,41 m/s²; 4,65 m/s²; 5,27 m/s²; 5,58 m/s²; 8,28 m/s², la frecvenţele de 7,2 Hz, 7,6 Hz; 8,0 Hz, 8,4 Hz, 9,2 Hz, 9,6 Hz, 11,2 Hz 12 Hz, 12,5 Hz, 13,2 Hz, 16,0 Hz, 16,4 Hz, 20 Hz, 22,5 Hz;
— transversală, cu acceleraţii de 1,58 m/s²; 2,48 m/s², 3,57 m/s², 4,65 m/s², 5,43 m/s², 8,28 m/s²; la frecvenţele de 4,0 Hz, 4,5 Hz, 5,0 Hz, 5,5 Hz, 8,5 Hz, 9,5 Hz, 11,0 Hz, 12,0 Hz, 13,5 Hz, 14,0 Hz, 15,0 Hz, 16,0 Hz, 24 Hz.

În figurile 6 şi 7 este prezentată variaţia unor parametri de răspuns $an = f(f)$ la încercările cu acceleraţii maxime ale mesei $a0 = 8{,}28$ m/s² pe cele două direcţii de acţionare.

După cum rezultă din înregistrarea grafică a fenomenelor de natură seismică, programele de încercare au fost constituite dintr-un număr de 5 bătăi modulate sinusoidal „sinus beat", distanţate la un interval de timp astfel încît să nu rezulte o suprapunere de oscilaţii. Numărul de 5 cicluri pe bătaie şi 5 bătăi, care s-au aplicat pe o frecvenţă, a rezultat din cerinţele referitoare la o durată a încercării de 30 s.

7. Încercări cu unde de tip multifrecvenţă s-au efectuat suplimentar faţă de cele impuse şi numai pe direcţie transversală.

Ansamblul de celule a fost supus la următoarele tipuri de cutremure:
— EL CENTRO — 1940, cu o durată de 12 s şi acceleraţia $a0$ max = 9,28 m/s²;
— VRANCEA — 04-03-1977 — NS, cu o durată de 21 s, şi acceleraţia $a0$ max — 9,09 m/s²;
— ARTIFICIAL IAŞI — cu o durată de 28 s şi acceleraţie $a0$ max = 10,33 m/s².

8. Verificările şi încercările postseismice au constat din: inspecţii vizuale pentru observarea eventualelor deteriorări produse în timpul încercărilor seismice; măsurători ale căderilor de tensiune pe fază la circuitele de forţă; manevre de închidere şi deschidere cu întreruptoarele operaţionale i_1 şi i_2.

9. Rezultatele încercărilor

În urma încercărilor preseismice, seismice şi postseismice, executate pe ansamblul de celule, precum şi din înregistrările făcute cu această ocazie au rezultat următoarele:

● Ansamblul de celule şi-a menţinut integritatea structurală, asigurînd alimentarea cu energie a consumatorilor şi executînd manevrele funcţionale de comutaţie a sarcinii.

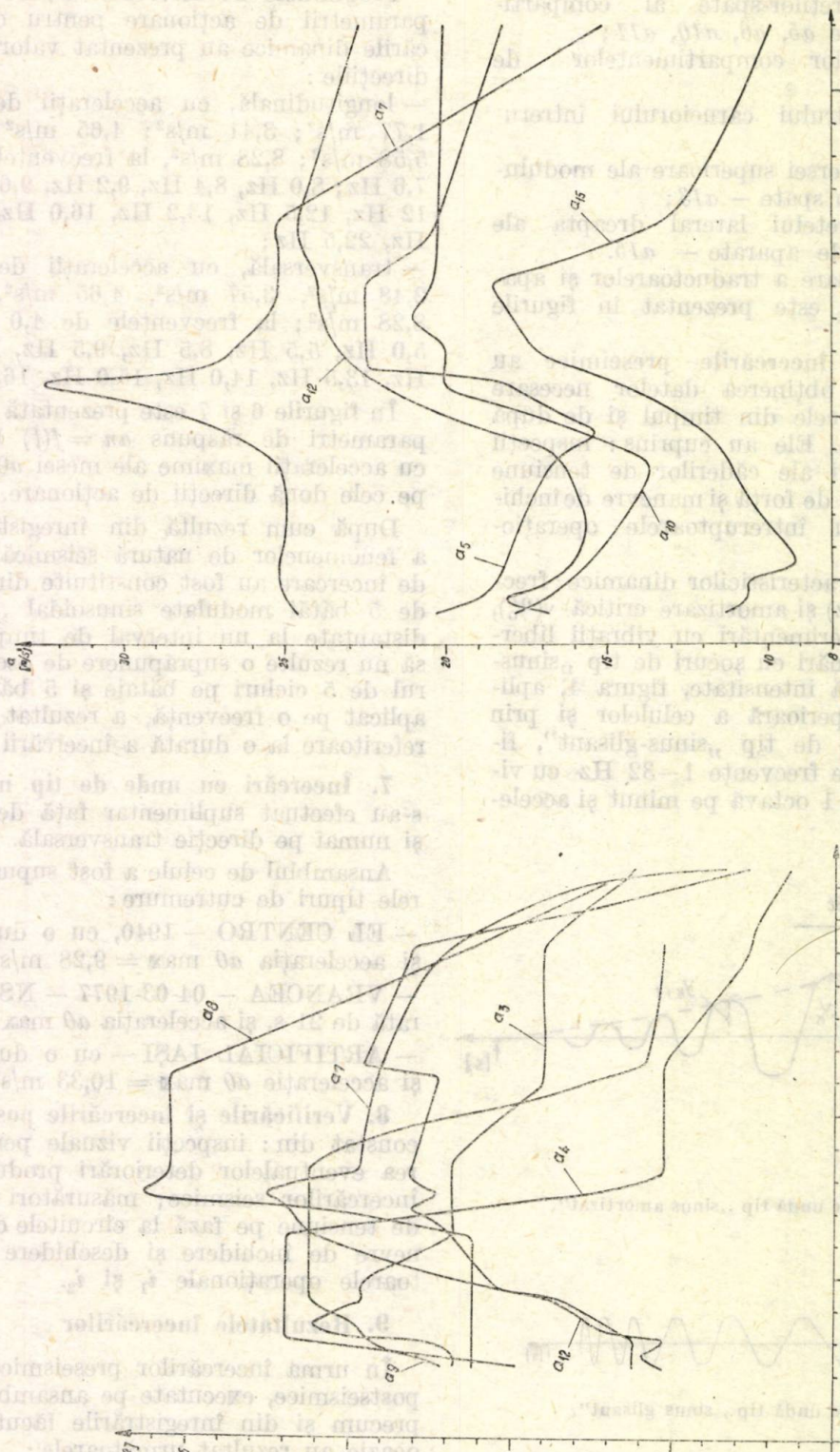


Fig. 6, 7. Variația parametrilor de răspuns $a_n = f(f)$, la încercările pe direcție longitudinală și transversală cu o accelerație a masei $a_0 = 8{,}28$ m/s².

● La punctele de măsură a fenomenelor de natură electrică nu s-au înregistrat vibrații periculoase în contacte.

● Au fost depistate punctele cu amplificări maxime ale excitației de bază.

● Nu s-au constatat slăbiri ale fasciculelor de conexiuni.

● Deteriorările de natura fisurării masei de armare a unor izolatoare, spargerii unei teci electroizolante, sau al unui capac al bornelor de comutație de la un transformator de măsură, desprinderii unui geam de la un aparat de măsură și deschiderii unei uși de la compartimentul de aparate nu au afectat funcționalitatea ansamblului.

10. Concluzii

Prin executarea încercărilor la seism, în sarcină, a ansamblului de celule de medie tensiune s-au îndeplinit următoarele obiective:

— s-au demonstrat posibilitățile de încercare existente în RSR;

— s-a elaborat o metodologie proprie de încercare la seism, avînd la bază standardele internaționale referitoare la montaj, sarcină și operabilitate

— s-au obținut informațiile necesare în scopul unei eventuale reproiectări a celulelor folosite, pentru a satisface cerințele impuse de o calificare seismică specifică sistemelor cu funcții de securitate din cadrul centralelor nucleare electrice.

Bibliografie

[1] ICSIT-MTAE — Procedură de încercare la seism pentru sistem primar de servicii proprii (6 kV), 1984.

[2] ICCPDC-IAȘI — Referat privind încercările la seism pe un ansamblu de 3 celule de medie tensiune constînd din: 2 celule tip CIIL-MA-1-12 /630 A; 1 celulă CIIM-MA-1-12.

[3] ICPE-BUCUREȘTI — Normă generală pentru produse NTR-NS — destinate CNE. Anexa 2. Încercarea la seism a produselor electrotehnice destinate CNE tip CANDU 1984.

[4] * * * Tehnical document TDS-91-01040-210-002. General requirements for seismic qualification by testing, Canada.

[5] * * * Tehnical specification TS-0079-55000-02. Seismic qualification of electrical panels. Canada.

CZ 621.316.57

ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
COMUTAȚIE

Asupra comutației curenților mici inductivi la deconectarea transformatoarelor în gol

GEORGE CURCANU * — CRAIOVA

Introducere

Considerată cîndva o cerință de excepție, comutația curenților mici inductivi reprezintă, în prezent, un regim normal de funcționare al întreruptoarelor de înaltă tensiune, fiind prevăzută în caietul de sarcini al aparatului.

Atenția acordată în ultimul timp acestui regim de comutație [1, 2, 3, 4, 5] se datorează caracterului deosebit al solicitărilor ce apar atît asupra aparatului care comută, cît și asupra echipamentului adiacent.

Astfel, la comutația curenților mici inductivi în cazul deconectării transformatoarelor în gol, ruperea se face, de obicei, cu smulgeri de curent care generează supratensiuni de comutație, ce pun în pericol izolația transformatorului, fie că se pot propaga în alte puncte ale rețelei [1, 5].

Pentru a arăta cauzele care produc supratensiunile de comutație și a stabili mijloacele necesare limitării lor, se prezintă principalele fenomene ce apar la ruperea curenților transformatoarelor în gol.

1. Studiul fenomenelor fizice la deconectarea transformatoarelor în gol

Principalele fenomene fizice ce apar la ruperea curenților transformatoarelor în gol, pot fi studiate pe o schemă monofilară simplificată, conform figurii 1a, prin care s-a reprezentat cu u_n sursa de tensiune și cu L_1, C_1, și L_2, $C2$, inductivitatea și capacitatea circuitului de alimentare și, respectiv, a transformatorului deconectat, iar cu l, inductivitatea conductoarelor de racord ale transformatorului la întreruptor și ale întreruptorului la sursa de alimentare.

Se face ipoteza că L_2 este o inductivitate pură, avînd o valoare constantă [3].

După deschiderea contactelor întreruptorului S, apare arcul electric a cărei tensiune este aproximativ constantă pentru curenți mari, iar energia sa nu se evacuează prin convecție.

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova

Pentru curenți mici inductivi, specifici deconectării transformatoarelor în gol, tensiunea în arc crește.

Caracteristica arcului fiind negativă, curentul în arc începe să oscileze pe o frecvență proprie aproape de trecerea prin zero, și arcul devine instabil [3].

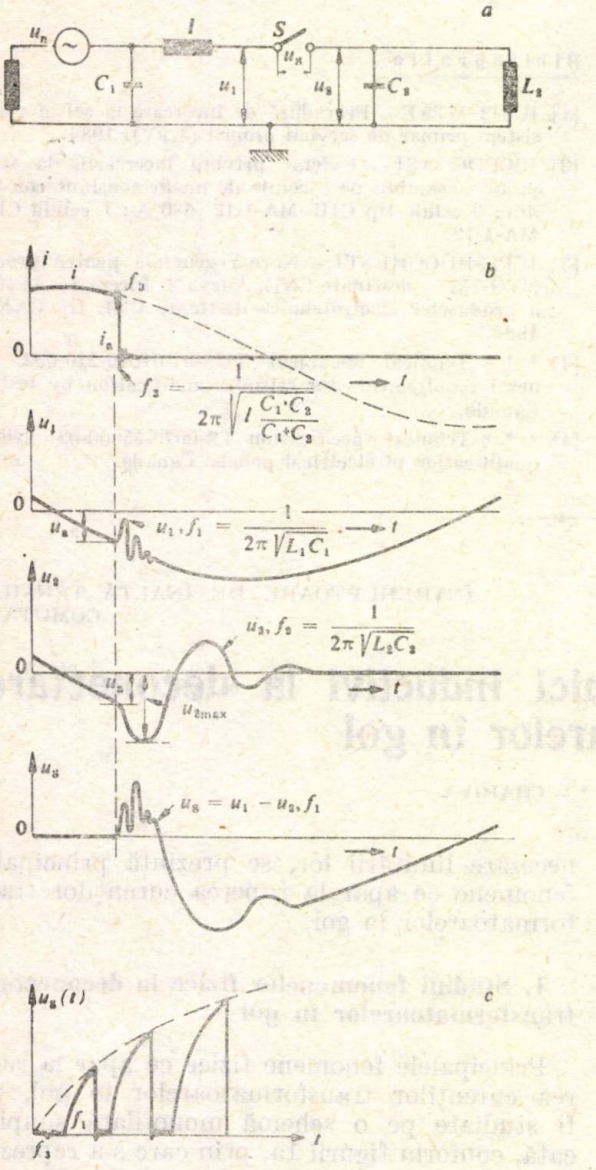


Fig. 1. Schema echivalentă și fenomenele fizice care apar la ruperea curenților transformatoarelor în gol: a — schema echivalentă; b — curba curentului și tensiunii; c — caracteristica rigidității dielectrice și tensiunea de străpungere.

Condensatoarele C_1 și C_2 (fig. 1a) se descarcă prin tronsonul de linie cu inductivitatea l, în timp ce inductivitățile L_1 și L_2 nu sînt parcurse de curent.

Curentul oscilează cu frecvența:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{l\cdot\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}. \qquad (1)$$

În timpul acestei oscilații a curentului de înaltă frecvență, întreruptorul poate întrerupe curentul inductiv i, înainte de trecerea sa naturală prin zero.

Din cauza oscilației de frecvență ridicată, această întrerupere bruscă a curentului instantaneu i, înainte de trecerea sa naturală prin zero este privită ca o smulgere a curentului de apel al transformatorului, a cărui amplitudine depinde nu numai de proprietățile întreruptorului, ci și de parametrii circuitului (C_1, C_2, și l) din schema simplificată.

În momentul smulgerii de curent, inductivitatea L_2, este parcursă de curentul ia. Valoarea instantanee a tensiunii u_2, de la bornele întreruptorului spre circuitul de sarcină este ua. Dacă se neglijează pierderile și eventualele reamorsări repetate în întreruptor energia înmagazinată este:

$$W = i_a^2\frac{L_2}{2} + u_a^2\frac{C_2}{2}. \qquad (2)$$

Această energie oscilează cu frecvența proprie:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}. \qquad (3)$$

Tensiunea maximă la borne pe partea de sarcină inductivă deconectată se obține în momentul deconectării întreruptorului și se transformă în energie acumulată în condensatorul $C2$:

$$u_2^2\,\max\frac{C_2}{2} = u_2^2\frac{C_2}{2} + i_a^2\frac{L_2}{2}. \qquad (4)$$

Din cauza amortizării, tensiunea u_2 oscilează și tinde către zero.

În momentul smulgerii de curent, tensiunea pe partea de alimentare u_1, este egală cu u_a, iar tensiunea arcului este în general, neglijabilă. Tensiunea u_1, oscilează cu frecvența:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \qquad (5)$$

și tinde către u_n.

Frecvența $f1$, este cuprinsă între 5—20 kHz, iar frecvența f_2, este cuprinsă între 150—800 Hz, pentru transformatoare în gol [1].

Tensiunea aplicată la bornele întreruptorului este:

$$u_s = u_1 - u_2 \;(u_{2\,max} > u_{1\,max}).$$

Deoarece tensiunea u_2 din aval de întreruptor este cea care apare la bornele înfășurării de înaltă tensiune a transformatorului, producînd solicitarea dielectrică a acesteia, va cău-

ta valoarea cea mai mare a ei. Deşi nu s-a putut da o reprezentare analitică exactă asupra tensiunii de comutaţie, în cazul prezenţei fierului în circuitul deconectat, totuşi, diferiţi autori [3, 4] dau o serie de relaţii de calcul care cuprind global şi influenţa fierului. Astfel, considerînd caracteristica magnetică H (B) în momentul smulgerii de curent, energia magnetică pe unitatea de volum este [1, 4]:

$$W_m = \int_0^{B_{max}} HdB, \qquad (6)$$

pe de altă parte, pierderile Faucautt şi pierderile prin histerezis diminuează energia magnetică.

Introducîndu-se noţiunea de „eficienţa restituirii energiei magnetice" η_m se poate scrie relaţia:

$$u_2^2\, max\, \frac{C_2}{2} = u_a^2 \frac{C_2}{2} + \eta_m\, i_a^2 \frac{L_2}{2} =$$

$$= u_a^2 \frac{C_2}{2} + V\left(\int_0^{B_{max}} HdB - W_e\right). \qquad (7)$$

L_2 depinde de cîmpul magnetic pentru transformatoare; în cazul inductivităţii cu aer, ea are o valoare constantă din cauza variaţiei liniare $H(B)$.

Deci, valoarea maximă a tensiunii u_2 va fi, ţinînd seama de prezenţa fierului:

$$u_2\, max = \sqrt{u_a^2 + \eta_m\, i_a^2 \frac{L_2}{C_2}}, \qquad (8)$$

unde: $\eta_m = 0{,}3-0{,}5$ pentru transformatoare [3].

Este evident astfel că, procesul de cedare a energiei este mai scurt pentru inductivitatea cu fier decît cea cu aer, în care nu există pierderile prin histerezis magnetic.

Cu cît curentul rupe mai devreme, după o serie de reamorsări, cu atît vor fi mai mici tensiunile de comutaţie.

Dacă, aşa cum se vede în figura 1c, tensiunea întreruptorului u_s creşte cu viteză mare, pînă la curba de restabilire a rigidităţii dielectrice, apare o reaprindere care se repetă. Reaprinderile contribuie la disiparea energiei înmagazinate în transformator. Această comportare a întreruptorului poate fi cuprinsă prin factorul de corecţie $\alpha \leqslant 1$, astfel că supratensiunea se exprimă cu relaţia:

$$u_{amax} = \alpha \sqrt{u_a^2 + \eta_m\, i_a^2 \frac{L_2}{C_2}}, \qquad (9)$$

unde:

$$u_a = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n \cos\varphi; \qquad i_a = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}\, L_2 \cdot \omega} U_n \sin\varphi;$$

$$\eta_m = \frac{W_2 - W_h}{W_2}, \qquad (10)$$

$W_2 = \dfrac{L_2\, i_a^2}{2}$ este energia magnetică acumulată în L_2;

φ — unghiul de smulgere;

W_h — energia magnetică disipată prin pierderile histerezis în miezul magnetic al transformatorului.

Pentru a exprima mai bine nivelul maxim al supratensiunilor se defineşte factorul de supratensiune, ca fiind raportul dintre valoarea de vîrf maximă a tensiunii de comutaţie $u_{2\,max}$ şi valoarea de vîrf a tensiunii nominale la frecvenţa de serviciu faţă de pămînt: $U_n\sqrt{2}/\sqrt{3}$, dacă circuitul este trifazat.

Dacă se consideră că smulgerea de curent are loc în vecinătatea maximului tensiunii de alimentare, curentul de smulgere i_a este mic, în comparaţie cu curentul de rupere inductiv, şi $u_a \simeq U_n\sqrt{2}/\sqrt{3}$, factorul de supratensiune se determină cu relaţia:

$$k = \frac{U_{2\,max}}{U_n\sqrt{2}/\sqrt{3}} = \alpha \sqrt{1 + \frac{2i_a^2}{3U_n^2} \cdot \eta_m \left(\sqrt{\frac{C_2}{L_2}}\right)^2}. \qquad (11)$$

Dacă smulgerea are loc pe vîrful curentului de rupere atunci:

$$u_{2\,max} = \alpha \cdot i_a \cdot \sqrt{\eta_m} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}, \qquad (12)$$

pentru $u_a = 0$.

Coeficientul de supratensiune se poate calcula [2] şi în funcţie de frecvenţa de serviciu f şi frecvenţa de oscilaţie proprie a transformatorului $f2$ cu relaţia:

$$k = \sqrt{\cos^2\varphi + \eta_m \cdot \left(\frac{f_2}{f}\right) \sin^2\varphi}, \qquad (13)$$

ce ia valoarea maximă pentru: $\varphi = \pi/2$,

$$k_{max} = \sqrt{\eta_m} \cdot \frac{f_2}{f}. \qquad (14)$$

Experimental, se constată că pentru transformatoarele cu tole laminate la rece factorul de supratensiune nu depăşeşte decît foarte rar valoarea 3. Deci, factorul de supratensiune se poate determina analitic, sau pe baza unor grafice trasate experimental, în funcţie de: momentul desprinderii contactelor, valoarea curentului rupt, valoarea curentului smuls, timpul de deschidere a contactelor şi acţiunea agentului de stingere a arcului electric.

Studiul efectuat este valabil pentru o deconectare monofazată. La deconectarea trifazată, cu neutrul izolat, factorul de supratensiune are

valoarea teoretică : $k_3 = 1{,}5\ k_1$, corespunzător polului prin care curentul trece primul prin valoarea zero. Însă în realitate, din cauza amortizărilor, $k_3 = 1{,}2\ k_1$. În instalaţiile în care neutrul este legat la pămînt $k_3 = k_3$ [8].

Pentru limitarea supratensiunilor se recomandă utilizarea de rezistenţă în paralel, sau în serie, pe camerele de stingere ale întreruptoarelor, utilizarea de rezistenţe neliniare, montarea unor descărcătoare, efectuarea racordurilor în cablu sau folosirea unei scheme cu linia aeriană mai lungă între întreruptor şi transformatorul deconectat[2].

2. Schema de încercare

Majoritatea cercetărilor experimentale s-au efectuat în reţea la tensiunile nominale ale întreruptoarelor. Deoarece experimentările în reţea prezintă şi o serie de dezavantaje [2] încercările se vor efectua în scheme de încercare echivalente.

2.1. Caracteristicile circuitului de alimentare

Încercările trebuie să fie efectuate într-un circuit, a cărui impedanţă să fie cît mai scăzută cu putinţă, fără însă a se depăşi capacitatea de rupere nominală la scurtcircuit a întreruptorului. Inductanţa circuitului de alimentare trebuie să fie de maximum 5% din valoarea celei de pe sarcină, dar nu inferioară celei care corespunde curentului de rupere nominală la scurtcircuit.

Capacitatea circuitului de alimentare trebuie să fie cît mai scăzută cu putinţă, astfel încît tensiunea tranzitorie de restabilire prezumată să aibă înfăşurătoare în spaţiul celor corespunzătoare secvenţelor 3 şi 4.

2.2. Caracteristicile circuitului de sarcină

Circuitul de sarcină este format din transformatoarele ce funcţionează în gol în staţia de încercare. Se pot utiliza şi alte transformatoare de construcţie normală pentru reţelele electrice la tensiunile nominale specificate.

3. Experimentări

S-au efectuat experimentări în reţea la ICEMENERG-Bucureşti şi în laborator la ICSIT-MTAE-Craiova, pe întreruptoare de înaltă tensiune cu ulei şi hexafluorură de sulf.

Experimentările de la ICEMENERG-Bucureşti, efectuate pe întreruptoare cu ulei, au urmărit [1]:

— determinarea prin înregistrări şi măsurători a modului de desfăşurare a fenomenului de comutaţie în regim inductiv şi dependenţa solicitărilor de specificul acestor fenomene :

— determinarea uzurii electrice a întreruptoarelor la ruperea curenţilor transformatoarelor în gol ;

— aplicarea unei unde tăiate prin indicator TTR şi răspunsul la acest curent de injecţie ;

— posibilitatea realizării unei scheme de încercări echivalente pentru laborator.

Rezultatele obţinute au stabilit următoarele concluzii :

— deconectarea curenţilor transformatoarelor în gol se face, de regulă, cu smulgere de curent ;

— smulgerea de curent este precedată de o anumită instabilitate a arcului în special la valorile mai mici de curent ;

— valoarea supratensiunilor depinde de valoarea curentului de smulgere, printr-o dependenţă neliniară, existînd o zonă critică în care se obţin supratensiuni maxime ;

— supratensiunile sînt diferite ca valoare la încercările trifazate faţă de cele monofazate, datorită influenţei factorului primului pol şi interacţiunii dintre faze ;

— la aplicarea injecţiei de curent cu undă tăiată supratensiunile obţinute sînt mai mari decît cele obţinute la încercările reale ;

— uzura electrică a întreruptoarelor este nesemnificativă la deconectarea transformatoarelor în gol.

Probele efectuate în laboratorul de mare putere pe întreruptoarele de medie tensiune şi de înaltă tensiune în ulei şi hexaflorură, utilizînd transformatoare de putere funcţionînd în gol au urmărit omologarea aparatelor, la încercare conform normei UTE-C-64. S-au constatat, la probe, următoarele aspecte :

— deconectarea curenţilor de rupere a transformatoarelor în gol se face mai rar cu smulgere de curent ca în figura 2 ;

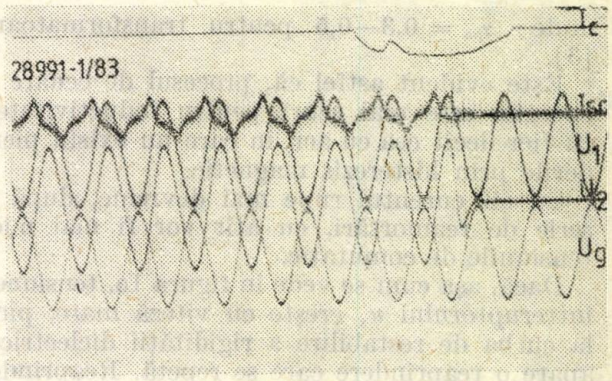


Fig. 2. Oscilograma deconectării transformatorului în gol cu întreruptoare de înată tensiune în schemă monofazată : I_c — curentul de comandă al întreruptorului ; I_{sc} — curentul rupt de aparat ; U_1 — tensiunea în amonte de întreruptor ; U_2 — tensiunea în aval de întreruptor ; U_g — tensiunea generatorului.

— apariţia reaprinderilor şi reamorsărilor este frecventă la unele probe ;

— supratensiunile sînt foarte amortizate, datorită pierderilor în fier din transformatoare.

Diferenţele în comportarea întreruptoarelor la probele din reţea şi laborator se datorează elementelor circuitului de încercare.

4. Propunere de standard pentru încercarea întreruptoarelor de înaltă tensiune la comutația curenților transformatoarelor în gol

Încercarea întreruptoarelor de înaltă tensiune la comutația curenților transformatoarelor în gol nu este reglementată pînă în prezent prin nici un standard intern sau internațional, deși preocupări în acest sens au existat, atît în cadrul CEI sau CIGRÉ [6, 7].

Pornind de la necesitatea încercării întreruptoarelor de înaltă tensiune, la comutația curenților mici inductivi în cazul deconectării transformatoarelor în gol, pe baza studiului fenomenelor fizice, a experimentărilor efectuate în rețea și în laborator și a unei vaste documentări se propune „Standardul pentru încercarea întreruptoarelor de înaltă tensiune la comutația curenților transformatoarelor în gol".

Standardul stabilește schema de încercare și condițiile încercării. Astfel, referitor la schema de încercare, se prezintă: tipul schemei, parametrii circuitului de alimentare și de sarcină, schema de măsură; referitor la condițiile de încercare, se dau: valorile curentului nominal, forma curentului, valorile tensiunilor nominale de încercare, numărul și succesiunea manevrelor, valorile supratensiunilor maxime admisibile, conform tabelelor 1 și 2.

Tabelul 1

Valorile nominale ale nivelului supratensiunilor de comutație admisibile pentru întreruptoare la deconectarea transformatoarelor în gol

Un kV	I_0 A	f_2, kHz	K	Observații
7,2		500—800	3	Se tolerează o depășire cu 10% din valori specificate ale lui K, la manevrele ID și în cursul a 2 încercări pe ansamblul a 20 încercări în seriile de încercare 2 și 3
12		500—800	3	
24		400—600	3	
36		300—500	3	
72,5	⩽20	200—400	2,5	
123		150—300	2,5	
245		150—300	2,5	
420		150—300	2	

Tabelul 2

Seriile de încercări și ciclurile de manevre la încercarea întreruptoarelor de î.t. la comutația curenților transformatoarelor în gol

Seria de încercări	I_0, %	Încercări trifazate			Încercări monofazate				
					A			B	
		U, kV	Nr. de încercări	Ciclul	U, kV	Nr. de încerc.	Cicluri	Nr. de încercări	Ciclul
1	(25—50) I_0	$Un/\sqrt{3}$	10	$8D+2D$	Un	12	$10D+2ID$	30	$28D+2ID$
2	(50—75) I_0		10	$8D+2ID$		12	$10D+2ID$	30	$28D+2ID$
3	(75—100) I_0		10	$8D+2ID$		12	$10D+2ID$	30	$28D+2ID$

Observații:

1) Pentru încerăcrile din ciclul ID comanda de deschidere se va da după comanda de închidere la un interval de timp egal cu durata închidere-deschidere a întreruptorului.

2. Pentru cazul A, comanda de deschidere se va da decalat din 15° în 15° el pentru întreruptoarele la care timpul de deschidere nu are o abatere mai mare de 0,2 ms, iar pentru cazul B comanda de deschidere se va da întîmplător.

Notațiile din tabelul 1 și 2

I_0 — curentul de mers în gol stabilizat; U_n — tensiunea nominală a întreruptorului; f_2 — frecvența proprie a transformatorului în gol; D — deschidere; I — închidere.

5. Concluzii

Din analiza fenomenelor fizice la deconectarea transformatoarelor în gol, rezultă că procesele de comutație ale întreruptorului sînt determinate de influența mutuală a trei factori: caracteristica circuitului deconectat, caracteristica rigidității dielectrice a întreruptorului și instabilitatea arcului electric în întreruptor.

Pe baza studiului fenomenelor fizice și a experimentărilor efectuate, se propune un standard pentru încercarea întreruptoarelor de înaltă tensiune la comutația curenților transformatoarelor în gol, care stabilește schema, metoda și condițiile încercării.

Bibliografie

[1] *Curcanu, G., Onu, V.* — Asupra comutației curenților mici inductivi la deconectarea transformatoarelor în gol. În: Lucrările Sesiunii Jubiliare IP—Iași, mai, 1986.

[2] *Onu, V.* Instabilitatea arcului electric la deconectarea transformatoarelor în gol. În: Referatul tezei de doctorat IPB-1984.

[3] *Kopaynsky, J., Ruoss, E.* La coupre de faibles courants inductifs et capacitifs dans les reseaux a haute tension. În: rev. B.B. nr 4/1979.

[4] *Slamecka, E.* Prüfung von Hochspannungs Lestungsschaltern-Springer-Verlag, Berlin, Heildelberg, New York, 1966.

[5] *Curcanu, G., Tușaliu, E., Onu, V.* Comutația curenților mici inductivi și capacitivi, utilizînd întreruptoare de înaltă tensiune. În: Lucrările Sesiunii Jubiliare de Comunicări Științifce, Univ. Craiova, Nov. 1981.

[6] CEI-17-4 — Secretariat 124-1972. Project: specifications relative aux disjoncteurs á courant alternatif. Guide pour l'essai des disjoncteurs an ce qui concerne la coupure des faibles courants inductifs.

[7] *Thuries, E.* Coupure des faibles courants inductifs en réseau et en station d'essais limitations des surtensions. CIGRÉ-13-81 (CE) 25.

[8] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.

CZ 519.6 : 621.316.54

CÎMP ELECTRIC
MODELARE (NUMERICĂ, FIZICĂ)
CURBE ECHIPOTENȚIALE

Posibilități de studiu al cîmpului electric al întreruptoarelor de înaltă tensiune cu hexaflorură de sulf

SORIN HURDUBEȚIU*, CECILIA FILIMON** — CRAIOVA

Introducere

Performanțele pe care trebuie să le prezinte elementele rețelelor electrice de înaltă tensiune, impun, în stadiul actual de dezvoltare a sistemelor electroenergetice, folosirea integrală a proprietăților materialelor folosite. Materialele dielectrice, avînd în mod frecvent și rol structural (de exemplu, porțelanul, în cazul camerei de stingere a întreruptoarelor de înaltă tensiune), sau de răcire (dielectricii lichizi sau gazoși), capătă în aceste condiții o atenție deosebită. Ca urmare, dimensionarea corectă a izolației aparatajului electric trebuie să rezulte din considerarea simultană a solicitărilor electrice, mecanice și termice [1]. Pentru o astfel de abordare a problemei dimensionării izolației, hotărîtoare este estimarea cît mai realistă a solicitărilor la care ea este supusă în exploatare. Configurațiile practice prezintă însă, cel mai adesea, dielectrici multipli și un caracter tridimensional, ceea ce a făcut ca valorile solicitărilor, la care este supusă izolația aparatajului electric, să fie determinate prin analogii cu configurații simplificate și prin folosirea unor coeficienți de siguranță, de multe ori nejustificat de mari.

Lucrarea de față prezintă posibilități oferite de tehnica de calcul numeric în estimarea cît mai bună a valorii solicitărilor de natură electrică, la care sînt supuse materialele dielectrice. Analizînd metodele numerice disponibile pentru rezolvarea acestei probleme, se reține metoda sarcinilor echivalente pentru studiul cîmpului electric al instalațiilor electrice de înaltă tensiune. Programele de calcul avînd la bază această metodă au fost testate pe configurații pentru care soluția problemei se poate determina și prin alte metode. Completate cu un algoritm de determinare a evoluției spațiale a echipotențialelor electrice, aceste programe pot constitui, pentru proiectantul de aparataj electric, un mijloc de selectare rapidă și economică a variantei constructive recomandabile.

Pentru ilustrarea posibilităților acestor programe de calcul se prezintă rezultate obținute în cazul unei camere de stingere cu trei medii dielectrice în configurație de tip paralel.

* Institutul Politehnic București
** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova

1. Selectarea metodei

Problema matematică ce trebuie rezolvată, se referă la determinarea potențialului electrostatic $V(P)$ și a vectorului-intensitate a cîmpului electric $E(P) = -\nabla V(P)$ într-un domeniu tridimensional oarecare Ω (fig. 1), avînd frontiera F (unică sau formată din reuniunea mai multor suprafețe, nu neapărat toate din ele închise).

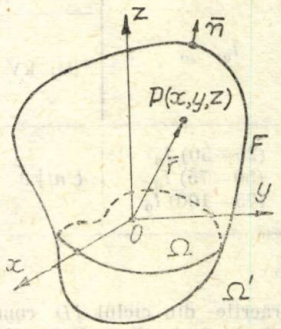


Fig. 1. Situația generală a problemei propusă spre rezolvare.

În acest scop se impune rezolvarea ecuației lui Laplace:

$$\Delta V = 0, \tag{1}$$

cu condițiile pe frontieră sub formă generală ale lui Cauchy:

$$g_1(P_i) \cdot V(P_i) + g_2(P_i) \frac{\partial V(P_i)}{\partial n} = g_3(P_i), \tag{2}$$

unde $\bar{n}$ este versorul normalei suprafeței F;
g_i — funcții dependente de punctul $p_i \in F$.

Cazul practic ce prezintă importanță în cazul problemei propuse este cel al condițiilor de tip Dirichlet, cu valori ale potențialului electric cunoscute pe frontiera F:

$$g_1(P_i) = 1 \text{ și } g_2(P_i) = 0.$$

Rezolvarea problemei matematice descrisă, de relațiile (1) și (2), se poate efectua prin modelarea fizică, pe baza analogiilor dintre fenomenele electrice și alte fenomene fizice [2], prin abordarea directă, analitică, a ecuației lui Laplace [3], sau prin metode numerice [4].

În cazul problemei analizate, dacă se precizează distribuţia de sarcini electrice în domeniul $\bar{\Omega} = \Omega UF$ şi condiţiile pe frontieră (eventual cu excepţia unor suprafeţe conductoare, pentru care se precizează sarcina electrică totală) valorile $V(P)$ sînt în mod unic determinate în acel domeniu [5].

Metodele analitice au avantajul că se oferă, atunci cînd există, sub formă generală, în care se poate urmări influenţa fiecărui parametru. Din cauza numărului restrîns de configuraţii, pentru care se cunosc soluţii analitice, acestea nu prezintă importanţă practică pentru proiectantul de aparataj electric; sînt însă utile pentru verificarea programelor de calcul numeric.

Reţinînd metoda modelării fizice, în particular, realizarea modelelor din hîrtie rezistivă ca mijloc de verificare comparativă a rezultatelor numerice, rămîne de selectat, din cadrul acestora, pe cea mai apropiată scopului propus domeniului studiat.

Pornind de la condiţiile necesare unei metode de calcul numeric (să aibă un domeniu larg de aplicabilitate, să fie clară şi precisă; să fie simplu de aplicat şi rapidă [6]), analiza metodelor ce pot prezenta importanţă în studiul cîmpului electric cu ajutorul calculatorului numeric şi anume: metoda diferenţelor/elementelor finite, metoda Monte-Carlo, metoda ecuaţiilor integrale şi metoda sarcinilor echivalente — o recomandă pe aceasta din urmă ca fiind cea mai promiţătoare în domeniul configuraţiilor funcţionînd la înaltă tensiune [7, 8].

2. Principiul metodei

Metoda sarcinilor echivalente [1, 6, 9] se bucură azi de o popularitate din ce în ce mai mare în studiul cîmpului electric al configuraţiilor funcţionînd la tensiune înaltă.

Principiul metodei constă, în cazul unui sistem de electrozi sau suprafeţe de potenţial cunoscut, în echivalarea acţiunii în domeniul $\bar{\Omega}$ al distribuţiei superficiale continue a sarcinilor electrice reale, printr-un număr finit n_1 de sarcini electrice „echivalente", discrete, plasate în domeniul complementar Ω' (fig. 1). Precizate ca tip şi poziţie (coordonate de tip 1), valoarea sarcinilor echivalente Q se determină dacă se impun valorile potenţialelor V_{2i}; într-un număr egal de puncte de contur $P_{2i} \in F$, $i \in [1, n_1]$, $j \in [1, n_1]$, rezolvînd sistemul:

$$[P]_{12} \cdot \bar{Q} = \bar{V}_2. \tag{3}$$

Elementele matricei $[P]$ sînt denumite „coeficienţi de potenţial", deşi proprietăţile lor nu corespund integral coeficienţilor introduşi de Maxwell: în metoda sarcinilor echivalente $p_{ij} \neq p_{ji}$ în general. Soluţia sistemului (3), vectorul coloană Q, se foloseşte în primul rînd la recalcularea valorilor potenţialului electric V_{3i} în puncte P_{3i} (cu $P_{3m} \neq P_{3n}$, $\forall m, n \in [1, n_1]$) pentru a estima eroarea:

$$\bar{V}_\varepsilon = \bar{V}_3 - \bar{V}_2, \tag{4}$$

în satisfacerea condiţiilor pe frontieră. Punctele P_{3i} se numesc puncte de control, iar coordonatele lor coordonate de tip 3.

Obţinerea unui sistem de sarcini echivalente, care satisfac condiţiile pe frontieră, cu o precizie impusă, permit — pe baza teoremei maximului funcţiilor armonice [10] — efectuarea calculelor într-un număr oarecare n_4 de puncte de calcul $P_{4k} \in \bar{\Omega}$, $k \in [1, n_4]$, pentru determinarea potenţialului electric sau a vectorului-intensitate a cîmpului electric (componente şi modul).

Schema logică a programelor de calcul, avînd la bază metoda sarcinilor echivalente, este prezentată în figura 2.

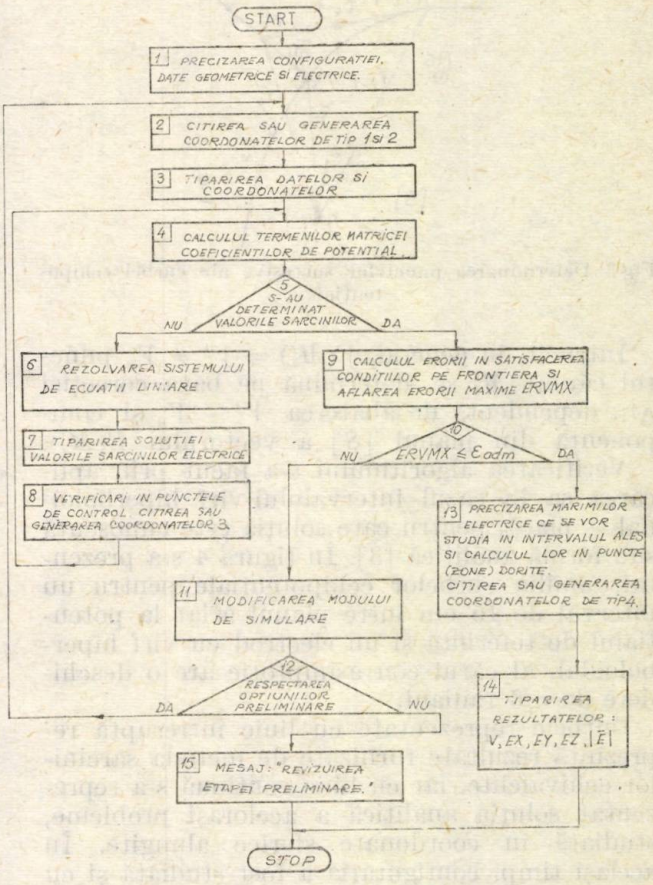


Fig. 2. Schema logică tip a programelor de calcul în cazul folosirii metodei sarcinilor echivalente.

3. Repartiţia potenţialului electric

Metoda sarcinilor echivalente este completată cu un algoritm de studiu al suprafeţelor echipotenţiale electrice, a căror repartiţie spa-

țială se determină prin intersectarea lor cu un plan secant [S], în care se obține familia curbelor echipotențiale:

$$\Gamma_v = \{M_i |\ V(M_i) = V_0 = \text{const}, M_i \in [S] \cap \bar{\Omega};$$

$$i = 0, 1, 2, \ldots\}. \quad (5)$$

Fiecare curbă este determinată punct cu punct, folosind, la fiecare pas, direcția tangentei sale locale. Impunînd valoarea V_0, programul determină automat punctul de start $M_0 \in [S]$, prin căutare pe traseu impusă de utilizator.

Presupunînd că se cunoaște un punct $M_{i-1} \in \Gamma_v$ (fig. 3), punctul următor M_i se determină folosind punctul intermediar M_i', în care se ajunge cu un pas de căutare reglabil în mod automat, în funcție de curbura locală a echipotențialului.

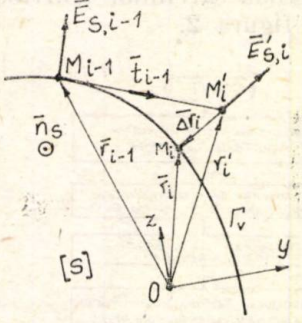


Fig 3. Determinarea punctelor succesive ale curbei echipotențiale.

Întrucît, în general, $V(M_i') = V' \neq V_0$ punctul căutat M_i se determină pe baza corecției $\bar{\Delta r}_i$, dependentă de abaterea $V' - V_0$ și componenta din planul [S] a vectorului $\bar{E}(M_i')$.

Verificarea algoritmului s-a făcut prin aplicarea sa în cazul intervalului-vîrf hiperboloidal — placă, pentru care soluția este cunoscută sub formă analitică [3]. În figura 4 s-a prezentat familia curbelor echipotențiale pentru un interval de 15 cm între planul aflat la potențialul de referință și un electrod cu vîrf hiperboloidal, al cărui con asimptotic are o deschidere de $\pi/6$ radiani.

Curbele reprezentate cu linie întreruptă reprezintă rezultate furnizate de metoda sarcinilor echivalente, iar cu linie continuă s-a reprezentat soluția analitică a acelorași probleme, studiată în coordonate sferice alungite. În același timp, configurația a fost studiată și cu ajutorul unui model fizic realizat din hîrtie rezistivă. Dată fiind simetria de rotație a intervalului analizat, modelul din hîrtie rezistivă s-a realizat sub formă spațială [11]; rezultatele obținute au fost reprezentate cu linie punctată.

Din compararea echipotențialelor, obținute cu ajutorul metodei sarcinilor echivalente, cu cele furnizate de soluția analitică, au rezultat, pentru repartiția spațială a acestora, în lungul axei O_z, erori ce au variat de la 4% (în apropierea planului O_{xy}, deci în zona de interes practic redus) la 0% în zona vîrfului. Pentru echipotențialele de valori superioare (> 50%)

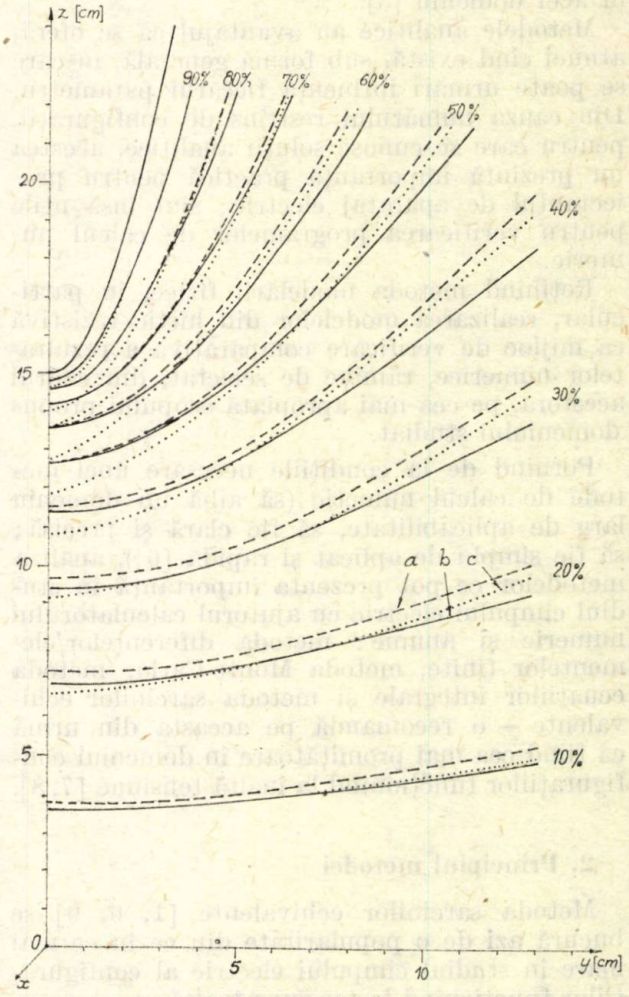


Fig. 4. Familia curbelor echipotențiale pentru intervalul vîrf hiperboloidal — placă: a — metoda sarcinilor echivalente; b — calcul analitic; c — modelare rezistivă spațială.

erorile au fost sub 1%, iar zonele de interes maxim (în imediata apropiere a vîrfului, echipotențiale ≥ 80%) eroarea a scăzut chiar sub 0,1%. După cum rezultă din fig. 4, în întreaga zonă rezultatele furnizate de metoda sarcinilor echivalente sînt acoperitoare. Modelul fizic spațial realizat din hîrtie rezistivă a condus la erori comparativ mai mari (7%) în zona de interes maxim; dovedindu-se, deci, util în zone depărtate de electrozi, sau în cazul configurațiilor plan-paralele. Pentru configurațiile electrotehnice de interes practic, metoda sarcinilor echivalente rămîne deci un instrument eficace de studiu al cîmpului electric.

5. Studiul camerei de stingere

La întreruptoarele de înaltă tensiune, camerele de stingere constituie, în principiu, confi-

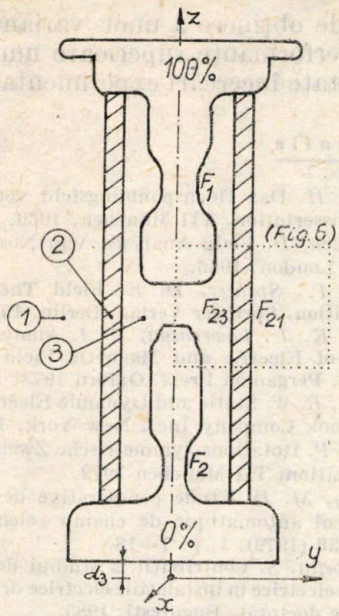


Fig. 5. Configurația de principiu a camerei de stingere: F_1 — contactul fix ($V = 100\%$); F_2 — contactul mobil ($V = 0\%$); *1* — aer; *2* — porțelan; *3* — SF_6.

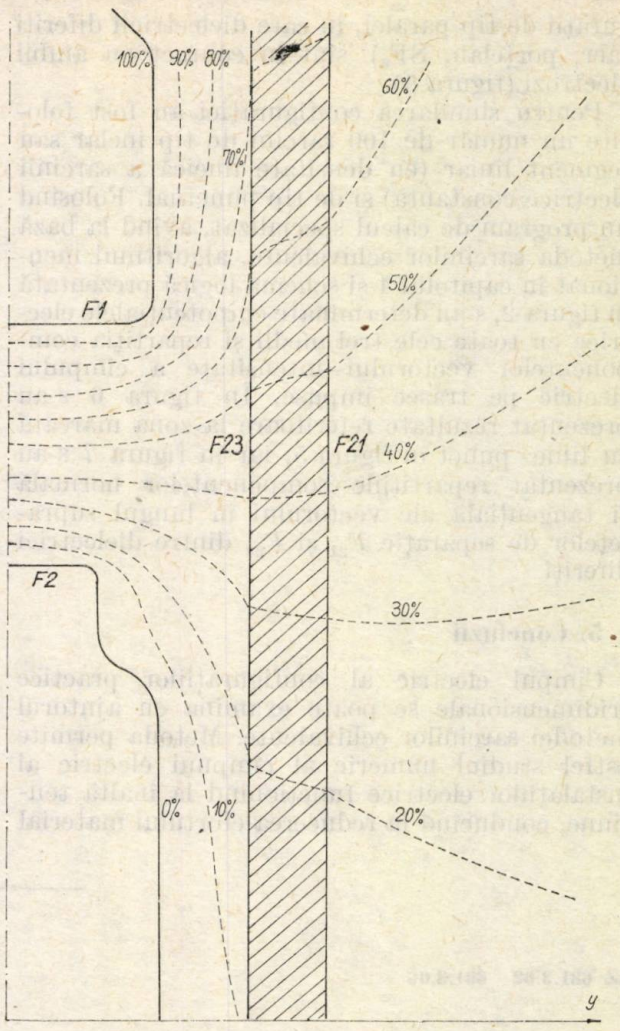


FIg. 6. Curbele echipotențiale în vecinătatea contactelor poziția ,,declanșat'' (detaliu fig. 5).

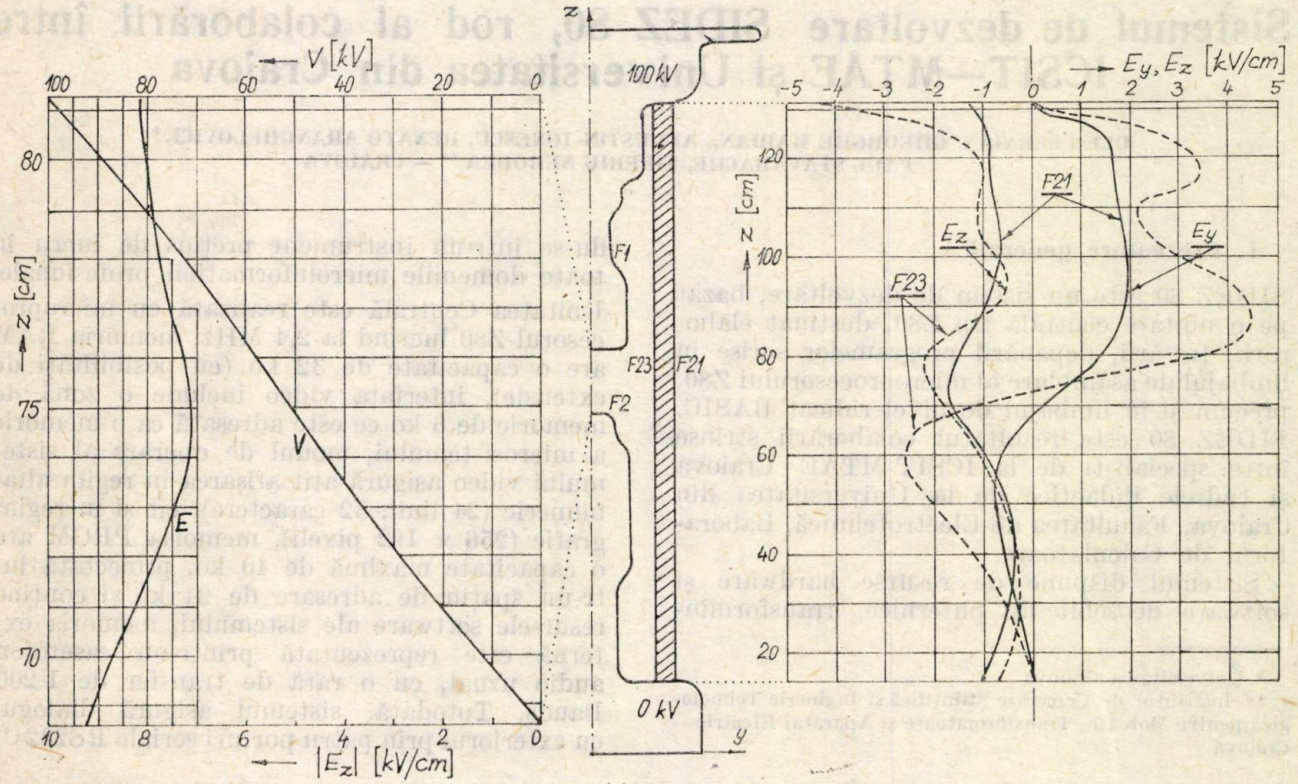


Fig. 7. Repartiția componentelor normală și tangențială ale vectorului intensitate al cîmpului electric în lungul suprafețelor de separație între dielectrici.

gurații de tip paralel, în care dielectricii diferiți (aer, porțelan, SF_6) sînt în contact cu ambii electrozi (figura 5).

Pentru simularea configurației au fost folosite un număr de 100 sarcini de tip inelar sau segment liniar (cu densitate lineică a sarcinii electrice constantă) și de tip punctual. Folosind un program de calcul specializat, avînd la bază metoda sarcinilor echivalente, algoritmul menționat în capitolul 4 și schema logică prezentată în figura 2, s-au determinate chipotențialele electrice cu toate cele trei medii și repartiția componentelor vectorului–intensitate a cîmpului electric pe trasee impuse. În figura 6 s-au prezentat rezultate referitoare la zona marcată cu linie–punct în figura 5, iar în figura 7 s-au prezentat repartițiile componentelor normală și tangențială ale vectorului în lungul suprafețelor de separație F_{21} și F_{23} dintre dielectrici diferiți.

5. Concluzii

Cîmpul electric al configurațiilor practice tridimensionale se poate examina cu ajutorul metodei sarcinilor echivalente. Metoda permite astfel studiul numeric al cîmpuui electric al instalațiilor electrice funcționînd la înaltă tensiune, conducînd la reducerea efortului material și uman de obținere a unor variante constructive cu performanțe superioare numai în urma unor repetate încercări experimentale.

Bibliografie

[1] *Singer, H.* Das Hochspannungsfeld von Gitterelektroden. Dissertation, TH München, 1969.

[2] *Vitkovitch, D.* Field Analysis. Van Nostrand Company LTD., London, 1966.

[3] *Moon, P., Spencer, D. E.* Field Theory Handbook, 2nd edition, Springer Verlag, Berlin, 1971.

[4] *Binns, K. J., Lawrenson, P. J.* Analysis and Computation of Electric and Magnetic Field Problems, 2nd edition, Pergamon Press, Oxford 1973.

[5] *Smythe, R. W.* Static and Dynamic Electricity. Mc Graw Hill Book Company Inc., New York, 1950.

[6] *Weiss, P.* Rotations-symmetrische Zweistoffdielektrika. Dissertation, TH München 1972.

[7] *Beasley, M. D.* Etude comparative de trois methodes de calcul automatique de champ electrosatique. În: RGE, **88** (1979), 1, p. 7–18.

[8] *Hurdubețiu, S.* Contribuții la studiul determinării cîmpurilor electrice în instalațiile electrice de înaltă tensiune. Teză de doctorat, București, 1985.

[9] *Steinbigler, P.* Anfangssymmetrischer und Ausnutzugsfaktoren Rotationssymmetrischer Elektrodenanordungen in Luft. Dissertation. TH München 1969.

[10] *Godunov, S.* Equations de la physique mathématique, Editions MIR, Moscova 1973.

[11] *Klauss, H.* Determination du champ electrique à des structures a symétrie de rotation, à l'aide de la methode du papier de resistance. În: Bull SEV, **64** (1973), 11, 26 Mai, p. 721–724.

CZ 681.3.02: 681.3.06

MICROPROCESOR
MICROCALCULATOR

Sistemul de dezvoltare SIDEZ 80, rod al colaborării între ICSIT–MTAE și Universitatea din Craiova

OLEG CERNIAN, GHEORGHE MARIAN, AUGUSTIN IONESCU, RENATO ARANGHELOVICI,*
PAUL STAVARACHE, TIBERIU NERODEA** – CRAIOVA

1. Prezentare generală

SIDEZ 80 este un sistem de dezvoltare, bazat pe o unitate centrală tip Z80, destinat elaborării, testării, depanării programelor scrise în limbajul de asamblare al microprocesorului Z80, precum și în limbajul de nivel ridicat BASIC. SIDEZ 80 este rezultatul colaborării strînse între specialiști de la ICSIT-MTAE Craiova și cadrele didactice de la Universitatea din Craiova, Facultatea de Electrotehnică, Laboratorul de Calculatoare.

Sistemul dispune de resurse hardware și software deosebit de puternice, transformîndu-se într-un instrument prețios de lucru în toate domeniile microinformaticii profesionale.

Unitatea Centrală este realizată cu microprocesorul Z80 lucrînd la 2,4 MHz, memoria RAM are o capacitate de 32 ko (cu posibilități de extensie), interfața video include o zonă de memorie de 6 ko ce este adresată ca o memorie a microsistemului, modul de operare al sistemului video asigură atît afișarea în regim alfanumeric (24 linii, 32 caractere), cît și în regim grafic (256 × 192 pixeli), memoria PROM are o capacitate maximă de 40 ko, proiectată într-un spațiu de adresare de 24 ko și conține resursele software ale sistemului, memoria externă este reprezentată printr-un casetofon audio uzual, cu o rată de transfer de 1 200 Bauds. Totodată, sistemul asigură dialogul cu exteriorul prin patru porturi seriale RS232C,

* Universitatea Craiova
** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric– Craiova

operînd în mod asincron și mod sincron, și prin 12 porturi paralele, din care 6 sînt bidirecționale, 3 sînt porturi de intrare și 3 sînt porturi de ieșire. Este prevăzut, de asemenea, un sistem de întreruperi cu 14 intrări și ceas în timp real cu cuantă de 1 ms.

Se asigură accesul la magistrala sistemului printr-un conector de 52 pini, care permite conectarea unei game largi de periferice.

Resursele software ale sistemului de dezvoltare sînt compuse dintr-un monitor puternic, MONZ 80, care, pe lîngă comenzile clasice de gestionare a informației din memorie și registrele generale, are rolul de a lansa în execuție programele utilitare : 1) editorul în mod ecran (full-screen) ; 2) asamblorul Z80 ; 3) dezasamblorul Z80 ; 4) regimul de rulare pas cu pas-TRACE- ; 5) interpreter BASIC cu editor propriu, facilități grafice și alfanumerice ; 6) rutine pentru controlul arzătorului de memorii.

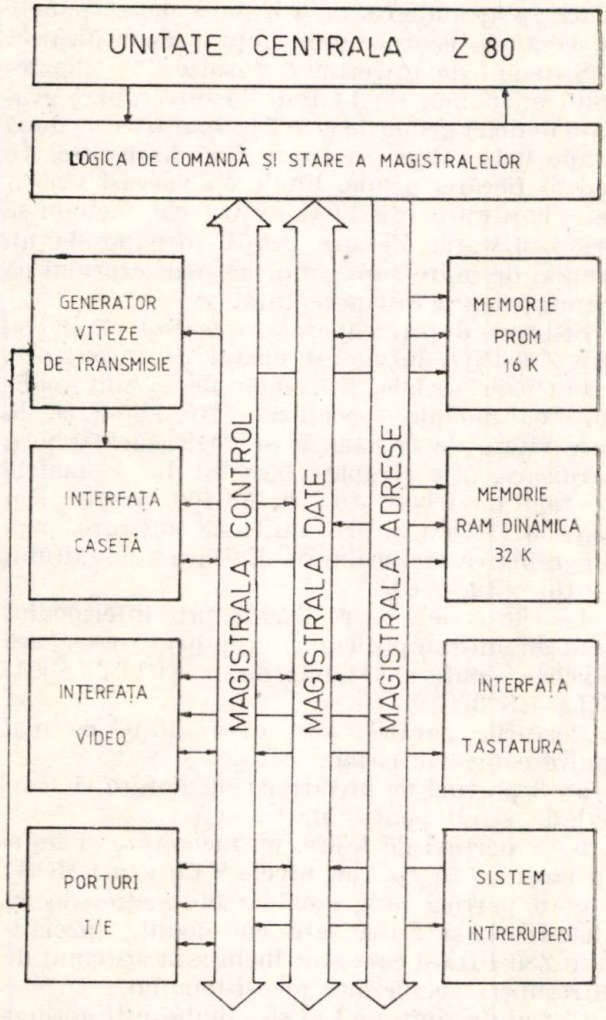


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de dezvoltare SIDEZ 80.

Schema-bloc a sistemului cu principalele blocuri funcționale descrise în continuare este prezentată în figura 1.

2. Structura SIDEZ 80

Unitatea Centrală, în afara microprocesorului Z 80, mai cuprinde amplificatoarele de magistrală tip tri-state, realizate cu circuite 74 125 pentru magistrala de adrese și, respectiv, amplificatoare de magistrală bidirecționale tip 8 216, pentru magistrala de date, ceea ce asigură controlul complet al utilizatorului asupra magistralelor sistemului.

Semnalele magistralei de control sînt amplificate cu circuite tip colector în gol.

Generatoarele de tact asigură obținerea celor două frecvențe necesare funcționării sistemului : 6MHz pentru interfața video, care se obține plecînd de la un oscilator cu cristal de cuarț de 12 MHz, prin divizare cu 2 și, respectiv 2,4 MHz, pentru unitatea centrală Z80, care se obține pornind de la un oscilator de 9,6 MHz, prin divizare cu 4.

Este prevăzut un sistem de inițializare (*RESET*) dinamică a sistemului, necesar pentru conservarea conținutului memoriilor RAM dinamice la o reinițializare în timpul funcționării sistemului ; este necesară limitarea duratei semnalului *RESET* la aproximativ 400 μs și sincronizarea acestuia cu semnalul $\overline{M}1$ al microprocesorului.

„Bootstraparea" monitorului se face prin metode hardware, cu ajutorul unui circuit special, care, la inițializare (resetare), forțează pe magistrala de adrese a sistemului adresa 8 800H, reprezentînd adresa de intrare a monitorului MONZ 80 (warm start address).

Memoriile PROM conțin monitorul, editorul și dezasamblorul (6 ko), asamblorul (7 ko) și interpreterul BASIC (16 ko max), nedepășind 40 ko, adresabili într-o arie de memorie de 24 ko, asamblorul și interpreterul BASIC fiind în pagini de memorie suprapuse, gestionate de un dispozitiv de translatare automată a adreselor (*DTDA*) sau *MMU* (Memory Manegement Unit).

Acest dispozitiv asigură și acoperirea memoriei PROM cu memorie RAM, în cazul cuplării ulterioare a unității de disc flexibil ; în acest caz, un volum de memorie RAM de 32 ko acoperă tot monitorul și celelalte resurse software, acestea urmînd a fi încărcate de pe disc.

Memoria RAM este realizată din module de memorie dinamică tip 4 116, în 2 pagini de cîte 16 ko „refresh"-ul fiind asigurat de microprocesorul Z80.

Memoria video constituie o pagină de 6 ko, separată de memoria sistemului, fiind totuși cuprinsă în spațiul de adresare al acestuia și fiind accesibilă utilizatorului.

Structura spațiului memoriei operative a microcalculatorului este prezentată în figura 2.

Tastatura folosită generează coduri conform standardului ASCII ; se conectează printr-un port conform protocolului Centronics (7 linii

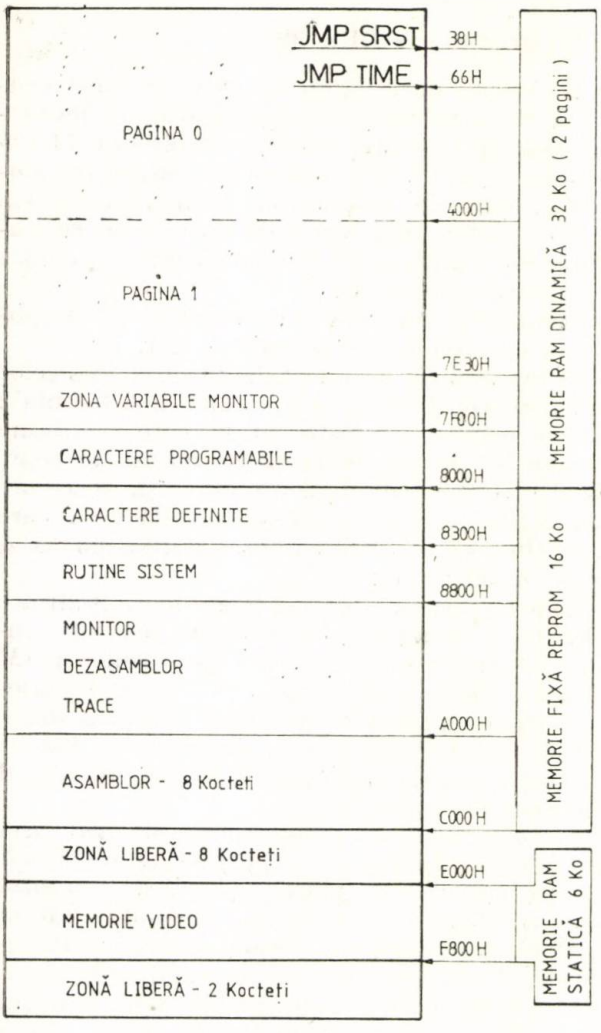


Fig 2. Harta memoriei

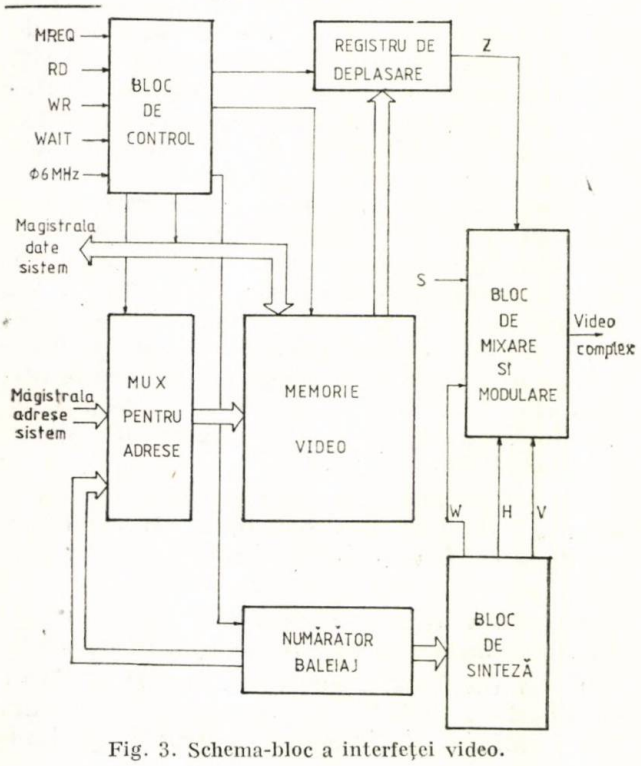


Fig. 3. Schema-bloc a interfeței video.

de date + 1 strob), portul lucrînd sub controlul întreruperilor, ceea ce asigură flexibilitate maximă și consum minim de memorie pentru software. Tastatura mai cuprinde și trei taste speciale, care generează semnale distincte, pe linii distincte: *RESET* (inițializare sistem); *BREAK* (intrerupere panou nivel 0); *VIDEO* (generează caractere video inversat).

Interfața video cuprinde memoria RAM de 6 ko în care se află codificată imaginea, astfel încît fiecărui punct îi corespunde un bit, precum și circuitele de generare a impulsurilor de baleiaj linii și cadre, de baleiere a memoriei video și formare a semnalului video complex, conform schemei-bloc din figura 3.

Software-ul pentru administrarea interfeței video este compus din rutine pentru afișarea unui caracter în video normal și video inversat (regim alfanumeric), pentru gestionarea cursorului, de ștergere a ecranului, rutine pentru definirea unor caractere utilizator (set alternat de caractere), precum și rutine apelate în regim grafic — aprinderea și stingerea unor puncte pe ecran la coordonatele impuse de utilizator.

Sistemul de întreruperi furnizează utilizatorului un număr de 14 linii de întrerupere grupate în două grupe de cîte 7 linii, între cele două grupe existînd o prioritate fixă hardware. În cadrul fiecărei grupe, liniile au aceeași prioritate hardware, distincția între ele făcîndu-se prin software. Fiecare grupă dispune de un semnal de ieșire care confirmă utilizatorului că întreruperea a fost acceptată.

Sistemul de întrerupere este realizat cu un circuit Z80-PIO, lucrînd în modul „bit control".

Porturile seriale, în număr de 4, sînt realizate cu module specializate tip Z80-SIO, la care viteza de transmisie se reglează atît prin hardware, prin străpare pe unul din semnalele de tact de 9 600, 19 200, 38 400, 76 800 sau 153 600 Hz, cît și prin mijloace software, prin programarea factorului de divizare a circuitului (×16, ×32, ×64).

Ieșirile seriale se realizează prin intermediul unor circuite amplificator/receptor, care asigură nivelele conform standardului CCITT V.24/ /EIA RS232C.

Porturile paralele sînt diferențiate pe mai multe categorii astfel:

a—3 porturi de intrare cu memorare și semnal de strob pentru date;

b—3 porturi de ieșire, cu memorare și ieșiri cu colector în gol, cu nivele TTL sau CMOS;

c—6 porturi programabile bidirecționale cu „handshaking", realizate cu module specializate Z80-PIO și care sînt incluse în sistemul de întreruperi vectorizate ale sistemului.

Ceasul de timp real al sistemului este format din două circuite specializate de temporizare, unul gestionînd „ora" sistemului, în cuante de 1 ms, pe o perioadă de maximum 8 zile, celălalt fiind la dispoziția utilizatorului, care îl poate programa în funcție de necesități.

3. Sistemul programelor de bază din sistemul SIDEZ 80

SIDEZ 80 este controlat de monitorul MONZ 80, care, pe lîngă funcțiunile de inițializare a porturilor și a memoriei, are rolul de a asigura accesul utilizatorului la o serie de primitive ale sistemului prin intermediul unor comenzi.

Comenzile monitorului MONZ 80 (sintaxă, efect) sînt descrise succint în cele ce urmează:

1. `>A ⟨CR⟩` — lansează în execuție asamblorul care analizează textul creat în memorie cu ajutorul editorului, text aflat în memorie între adresele 1 000 H și maximum 6-FFFH; se obține o listă de eventuale erori, adresa de lansare a programului asamblat, precum și adresa de sfîrșit a acestuia.

2. `>B ⟨CR⟩` — lansează în execuție interpreterul *BASIC*.

3. `>C adr1, adr2, adr3 ⟨CR⟩` — compară zona de memorie cuprinsă între adresele *adr*1 și *adr*2 cu zona de memorie care începe de la *adr*3, de lungime *adr*2—*adr*1.

4. `>D[adr1] [,adr2] ⟨CR⟩` — afișează zona de memorie cuprinsă între *adr*1 și *adr*2, sau care începe de la *adr*1 pe o lungime de 176 octeți (tot ecranul).

5. `>E ⟨CR⟩` — lansează în execuție editorul de texte în mod ecran.

6. `>Fadr1, adr2, const ⟨CR⟩` — umple zona de memorie cuprinsă între adresele *adr*1 și *adr*2 cu constanta *const*.

7. `>G[adr] [,adr1] [,adr2] ⟨CR⟩` — lansează în execuție un program utilizator de la adresa *adr*, eventual cu puncte de întrerupere (breakpoint) la 2 adresele *adr*1 și *adr*2.

8. `>H[adr] ⟨CR⟩` — asigură execuția pas cu pas a unui program (halt-step) cu afișarea instrucțiunii executate anterior, după care, fie că se continuă la apăsarea tastei blanc, fie că se întrerupe execuția, dacă se tastează ⟨*CR*⟩, putîndu-se vizualiza registrele microprocesorului.

9. `>KRadr ⟨CR⟩` — asigură citirea unui fișier curent de pe casetă și depunerea acestuia în memoria RAM începînd cu adresa *adr*.

10. `>KW adr1, adr2 ⟨CR⟩` — asigură scrierea pe casetă, în fișierul curent, a conținutului zonei de memorie, cuprinsă între adresele *adr*1 și *adr*2.

11. `>L[adr] [,adr1] ⟨CR⟩` — asigură listarea ASCII a zonei de memorie cuprinsă între adresele *adr* și *adr*1, sau de la *adr* pe o lungime de 255 caractere.

12. `>Madr1, adr2, adr3` — mută conținutul zonei de memorie cuprinsă între adresele *adr*1 și *adr*2 în zona începînd cu adresa *adr*3.

13. `>N{0|1} ⟨CR⟩` — stabilește modul de afișare pe display; în cazul *N*0 este selectat modul de afișare normal (fond alb, scris negru, bordură neagră), iar în cazul *N*1 este selectat modul de afișare video invers (fond negru, scris alb, bordură albă).

14. `>PP adr1, adr2, adr3 ⟨CR⟩` — programarea memoriei PROM între adresele *adr*1 și *adr*2 cu conținutul memoriei-sistem de la adresa *adr*3.

15. `>PRadr1, adr2, adr3 ⟨CR⟩` — citirea memoriei PROM între adresele *adr*1 și *adr*2 și depunerea conținutului în memoria RAM începînd cu adresa *adr*3.

16. `>PV adr1, adr2, adr3 ⟨CR⟩` — verificarea programării, prin compararea conținutului memoriei PROM între adresele *adr*1 și *adr*2 cu conținutul memoriei sistem începînd cu adresa *adr*3.

17. `>PS ⟨CR⟩` — asigură verificarea stării de ștergere a unei memorii PROM.

18. `>Qadr1, adr2, const ⟨CR⟩` — caută constanta *const* (1 sau 2 octeți) în interiorul zonei de memorie cuprinsă între adresele *adr*1 și *adr*2 și afișează adresa unde se găsește aceasta.

19. `>Sadr ⟨CR⟩` — vizualizează, și, eventual, substituie conținutul memoriei începînd cu adresa *adr*.

20. `>Tadr ⟨CR⟩` — asigură execuția pas cu pas (*TRACE*) a programului, cu afișarea instrucțiunii executate, precum și a conținutului registrelor microprocesorului și indicatorilor de condiție în următorul format:

$$A=XX\ \ BC=XXXX\ \ DE=XXXX\ \ HL=XXXX,$$

$$A''=XX\ \ BC''=XXXX\ \ DE''=XXXX\ \ HL''=XXXX,$$

$$S=XXXX\ \ P=XXXX\ \ X=XXXX\ \ Y=XXXX\ \ I=XX,$$

$$C=X\ Z=X\ S=X\ P=X\ H=X\ N=X,$$

$$C''=X\ Z''=X\ S''=X\ P''=X\ H''=X\ N''=X.$$

Trecerea la următoarea instrucțiune, precum și întreruperea execuției, se face la fel ca la comanda *H*.

21. `>U α val1 val2 val3 val3 val4 val5 val6 val7 val8 ⟨CR⟩` — memorează în generatorul de caractere formatul corespunzător caracterelor programabile, adică 8 valori de un octet, alcătuind o matrice de 8×8 pixeli, care se atribuie caracterului programabil α, al cărui cod este cuprins în gama OOH-1FH.

22. `>V val ⟨CR⟩` — destinată reglării vitezei de afișare, după fiecare caracter făcîndu-se o pauză de *n* milisecunde, unde *n* este egal cu argumentul comenzii $0 \leqslant n \leqslant$ FFH.

23. `>XR [registru] ⟨CR⟩` — permite examinarea și, eventual, modificarea conținutului registrelor microprocesorului.

24. `>XF[flag] ⟨CR⟩` — permite examinarea și, eventual, modificarea indicatorilor de condiții (*flags*).

25. >*Z*[*adr*1] [,*adr*2] ⟨*CR*⟩—listează rezultatul dezasamblării zonei de memorie cuprinsă între *adr*1 și *adr*2, în următorul format ecran :

*AAAA CCCCCCCC Mnem Op*1, *Op*2

unde :

AAAA — adresa curentă,

CCCCCCCC — codul obiect al instrucțiunii curente, care poate avea o lungime de 1, 2, 3 sau 4 octeți,

Mnem — mnemonica instrucțiunii ;

*Op*1, *Op*2 — operanzii instrucțiunii (dacă este cazul).

Așa cum s-a precizat, pe lîngă gestionarea sistemului, monitorul mai are și rolul de a lansa în execuție cele 3 programe utilitare de bază : editorul de texte, asamblorul și interpreterul *BASIC*.

Editorul de texte este un program utilitar care servește la crearea programelor-sursă sau a altor texte. S-a elaborat un editor flexibil tip mod-ecran (full-screen), mod caracterizat prin faptul că utilizatorul are în permanență pe ecran o pagină de text, în interiorul căreia poate deplasa cursorul prin intermediul tastelor ↑, ↓, →, ← ; odată plasat cursorul la locul dorit, utilizatorul are la dispoziție următoarele posibilități de prelucrare :

— inserare text înaintea caracterului curent ;

— ștergerea caracterului curent (*DEL CHAR*)

— ștergerea liniei curente (*ERASE, LINE*) ;

— inserare text după linia curentă (*INS LINE*) ;

— aducerea cursorului la începutul textului (*INIT*) ;

— ștergerea întregului text din memorie (*ERASE TO END*) ;

— căutarea unui cuvînt în textul prelucrat (*FIND*) ;

— afișarea paginii următoare de text (*PAGE*).

Asamblorul sistemului SIDEZ 80 este în două treceri, care admite, pe lîngă setul complet al instrucțiunilor limbajului de asamblare Z80, și o gamă largă de directive de asamblare : *ORG* (Origin), *DEFB* (Define Byte), *DEFW* (Define Word), *DEFS* (Define Space), *DEFT* (Define Text), *EQU* (Equivalence), *SETL*, *END*.

Este permisă folosirea etichetelor simbolice și a unei varietăți mari de reprezentări a datelor : hexazecimal, octal, zecimal, ASCII, expresii combinate ale tipurilor de date enumerate împreună cu operatorii + și —.

Asamblorul produce un cod-obiect absolut sau relocabil, o listă de erori (dacă există) sintactice, lexicale sau de adresare, comunicînd totodată adresa de start a programului, precum și lungimea sa (adresa de sfîrșit).

Limbajul de nivel înalt implementat pe sistemul de dezvoltare SIDEZ 80 este o variantă a *BASIC*-ului standard *MICROSOFT* (*MBasic*), prezentînd mici particularități, precum și un set de instrucțiuni grafice suplimentare.

Dispune de o bibliotecă matematică capabilă să facă față calculelor științifice curente (*SIN*, *COS*, *ATN*, *TAN*, *LOG*, *EXP*, π, *E*) plus cele patru operații de bază.

Biblioteca matematică mai conține și setul complet de instrucțiuni pentru prelucrarea matricelor.

Setul de instrucțiuni alfanumerice permite prelucrări uzuale asupra șirurilor de caractere, astfel : *STR* — asigură decuparea unui șir de caractere în subșiruri, *ORD* — asigură conversia din codul ASCII aferent unui caracter în echivalentul zecimal al acestuia, *VAL* — asigură conversia unei perechi de caractere hexa ASCII în echivalentul zecimal al octetului generat, *LEN* — generează lungimea unui șir de caractere, *CONV* — asigură trecerea de la reprezentarea numerică zecimală la echivalentul hexa și asocierea caracterului ASCII corespunzător, și *INKEY* — asigură citirea tastei curente acționate atribuind caracterul curent variabilei alfanumerice specificate.

Pentru prezentarea grafică a rezultatelor unor probleme (histograme, grafice multidimensionale etc.), sau pentru realizarea unor jocuri grafice interactive, s-a prevăzut un set de instrucțiuni grafice care permit definirea unei scări de reprezentare (*SCALE*) sau a unei ferestre-utilizator în spațiul-ecran (*WINDOW*), trasarea axelor (*AXIS*), deplasări ale cursorului fără trasare, absolute sau relative (*MOVE* și *RMOVE*), sau puncte (*PLOT*, *RPLOT*), tipărirea unor caractere ASCII (eventual a inverselor prin funcția *INV*) la anumite coordonate (*PRINT AT...*), precum și definirea de către utilizator a 32 caractere (figuri) de 8×8 pixeli fiecare, adresabile ca un caracter ASCII oarecare, putîndu-se astfel defini alfabete non-standard sau diverse machete de obiecte folosite pentru jocuri.

4. Aplicații

Datorită bogatelor resurse software de care dispune, microsistemul SIDEZ 80 poate fi folosit într-o gamă largă de aplicații, cum ar fi conceperea, realizarea, testarea și depanarea de programe în limbajul de asamblare al microprocesorului Z80. Se pot realiza programe pentru aplicații în timp real, conducerea de procese industriale (scopul inițial al proiectului), interfațare cu diverse periferice, programe aplicativ didactice pentru învățarea limbajului de asamblare, precum și programe mai pretențioase, cum ar fi nuclee de sisteme de operare sau de gestiune de baze de date.

Limbajul de nivel superior *BASIC*, permite, datorită specificului său de limbaj puternic interactiv, conversațional, universal și ușor de învățat, o serie de aplicații cum ar fi : programe științifice, programe pentru inițiere în limbajul *BASIC*, programe de gestiune de

dimensiuni mici și medii, diverse jocuri grafice interactive, baze de date de mici dimensiuni etc.

Pentru a ridica acționările cu tiristoare fabricate de Întreprinderea „Electroputere" la nivelul tehnic mondial, se va introduce comanda și reglarea cu microcalculatoare.

Sistemul de dezvoltare SIDEZ 80 urmează a fi folosit pentru testarea programelor, acționînd asupra elementelor de execuție și preluînd mărimile de reacție direct din proces. După ce se va obține un program optim, acesta va fi „ars" în memoriile ROM, care se vor încorpora în microcalculatorul dedicat.

În prima fază, în cadrul ICSIT-MTAE, se va elabora un sistem pentru reglarea turației motoarelor de curent continuu, alimentate de la redresoare comandate și un sistem de diagnosticare a defectelor în instalațiile complexe, cuprinzînd un număr mai mare de acționări.

O altă aplicație a sistemului SIDEZ 80 o reprezintă calculul mărimilor necesare la reglarea turației motoarelor asincrone, folosind principiul orientării după cîmp.

În cazul reglării turației motoarelor sincrone cu invertor dependent, microcalculatorul se va folosi pentru calculul în timp real al unghiului optim de avans la aprindere a tiristoarelor.

Concluzii

Lucrarea a prezentat structura și facilitățile software ale sistemului de dezvoltare SIDEZ 80. Au fost discutate principalele blocuri componente din structura sistemului și modulele ansamblului programelor de bază. Au fost specificate cîteva aplicații posibile ale sistemului de dezvoltare SIDEZ 80, destinate să modernizeze acționările cu tiristoare și reglarea turației motoarelor.

Bibliografie

[1] *Duncan, F. G.* Micropocesor Programming and Software Developement, Prentice Hall, London, 1979.

[2] *Ciarcia, S.* Build your own Z80 Computer, Byte Books, McGraw Hill, 1981.

[3] * * * — Programming manual for Z80 Microcomputer Mostek Corp.

[4] *Lupu, C., Tepelea V., Purice, E.* Microprocesoare. Aplicații, Ed. Militară, București, 1982.

[5] * * * — Peripheral Design Handbook, Intel Corp., 1980.

[6] * * * — INTEL 8080 Microcomputer System User's Manual, 1978.

[7] * * * — Z80 Microcomputer Device Family, Mostek Corp., 1980.

[8] *Cernian, O., Marian, Gh., Ionescu A., Mușatescu, C.* Manual tehnic al sistemului de dezvoltare SIDEZ 80, Reprografia Universității din Craiova, 1985.

CZ 621.315.6 : 621.314

PIESE ELECTROIZOLANTE
DIN CARTON ELECTROTEHNIC

Utilizarea cartonului electrotehnic în realizarea unor sisteme de izolare fiabile în transformatoarele de medie și mare putere

GHEORGHE TOMA, ION TÂLVESCU, DORU NEDELCUȚ, GHEORGHE OANȚĂ* — CRAIOVA

Introducere

Este bine cunoscută importanța alimentării fiabile cu electricitate pentru civilizația modernă. În afară de generatoare și aparataj de comutare transformatoarele se numără printre elementele principale ale instalațiilor de producere și distribuție a energiei electrice. Unul dintre cele mai nedorite defecte în funcționarea transformatoarelor este întreruperea izolației, ceea ce impune proiectarea și utilizarea unor scheme de izolație de înaltă fiabilitate.

O caracteristică importantă a unui bun sistem izolant este aceea că dielectricul este solicitat perpendicular pe suprafața sa. Aceasta înseamnă că interfețele dintre dielectricul lichid și solid trebuie să fie cît mai aproape posibil paralele, cu liniile echipotențiale. De aici a decurs necesitatea utilizării șaibelor unghiulare între înfășurarea de înaltă tensiune și jug.

Una din metodele de realizare a acestui tip de izolație (utilizată pînă de curînd în IEPC) era înfășurarea hîrtiei, tăierea la un capăt, efectuarea unei forme cilindrice și răsfrîngerea capetelor.

Proprietățile mecanice ale acestui sistem erau însă modeste. Cînd se presa înfășurarea exista riscul ca hîrtiile să plesnească la îndoitură. Straturile suprapuse de hîrtie au dovedit că se aplatisează cu timpul și apare fenomenul de obturare a canalelor de circulație a uleiului.

Prin urmare, a apărut necesitatea utilizării șaibelor unghiulare din trafoboard.

Tipuri de repere electroizolante realizate din trafoboard

Trafoboardul nu s-a folosit numai la realizarea șaibelor unghiulare, ci și a altor repere electroizolante stratificate, sau mulate, care pot fi clasificate în mare astfel :

- *Piese izolante stratificate* :
  - inele de presare bobinaj superior și inferior ;
  - distanțoare electroizolante.
- *Piese izolante mulate*
  - subansamblu ieșire ;
  - piese mulate aferente ieșirilor ;
  - piese mulate aferente bobinajelor.

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova

Tehnologia de execuţie a pieselor izolante stratificate

Piese izolante stratificate se utilizează la presarea bobinajelor şi se realizează din carton electrotehnic dens (TIV) ţinînd seama de următoarea diagramă a procesului tehnologic :

— trasare format $L \times L$;
— debitare format $L \times L$ cu ferăstrău mobil ;
— debitare contur inel elementar $\Phi_e \times \Phi_i \times 5$ folosind foarfecă de tăiat circular cu cuţite-disc ;
— uscare inele elementare sub presiune ;
— pensulare feţe cu adeziv ;
— asamblare inel de presare prin suprapunerea în sensul fibrei şi rotirea la 90°C a inelelor elementare în vederea realizării grosimii inelului, conform desenului ;
— presare inel pe presa de 2 350 tone ;
— frezare contur şi feţe ;
— uscare ;
— ajustare.

La ora actuală ICSIT-MTAE, în colaborare cu IHC Comuna din Paris din Piatra Neamţ, depun eforturi pentru asimilarea trafoboardului electrotehnic stabilizat, trafoboard cu rezistenţă mecanică mărită şi care va permite realizarea unor inele de presare cu caracteristici superioare.

Tehnologia de execuţie a pieselor mulate

Piesele mulate se folosesc în construcţia transformatoarelor pentru izolarea diferitelor porţiuni, fiind constituite dintr-un strat continuu şi omogen de carton, care se impregnează, ca şi tot ansamblul transformatorului, în ulei de transformator. Dimensiunile constructive (formă, grosime, densitate) sînt calculate pentru fiecare piesă şi tip de transformator în parte pentru a se obţine o repartiţie uniformă a cîmpurilor electrice.

În ceea ce priveşte tehnologia de realizare a lor, aceasta se adoptă diferenţiat în funcţie de forma piesei.

La ora actuală la Întreprinderea „Electroputere" se aplică următoarele tehnologii :

a. Realizarea pieselor mulate din trafoboard uscat prin îndoire, roluire, presare şi prepresare (distanţoare în formă de L, cilindri etc.).

Piesele din trafoboard uscat se pot realiza direct din trafoboard uscat, sau prin umezirea trafoboardului cu apă dedurizată pînă la o umiditate relativă de 12—15% şi formarea într-o matriţă încălzită.

Pentru acest tip de piese se foloseşte, de preferinţă, un trafoboard de tip mulabil cu densitate de 0,9 g/cm^3, faţă de 1,22 g/cm^3 la trafoboardul dur.

La şaibele-cornier de diametru foarte mare se poate folosi o matriţă pas cu pas.

b. Realizarea pieselor mulate din carton umed.

Tehnologia de lucru se alege în funcţie de dimensiunile piesei şi de mărimea seriei.

În cazul unor piese de dimensiuni foarte mari, sau de serie mică, piesele se realizează prin mularea cartonului umed pe şabloane din aluminiu sau din lemn şi bandajare cu bandă de contracţie după următoarea tehnologie :

— umezirea cartonului umed de la 65—75% pînă la 85—90% ;
— fasonarea piesei ;
— bandajarea cu bandă de contracţie ;
— se menţin bandajate pe şablon la temperatura mediului ambiant ;
— piesa izolantă, bandajată pe şablon, se introduce în cuptor, în vederea uscării, pînă la o umiditate de 6% ;
— debandajarea finală şi demontarea de pe şablon.

În cazul pieselor de dimensiuni convenabile şi de serie mare se foloseşte presarea în matriţă exactă, încălzită (tub cu rebord, piesă U cu ştuţ, locaş trafo măsură etc.), prin uscare în matriţă.

La toate aceste tipuri de piese se va evita utilizarea lianţilor, nefiind nevoie de un clei special pentru lipire.

Avînd în vedere că în timpul uscării apare contracţia materialului, care duce la modificări de cote, este necesar ca piesele să se realizeze din material mai gros, astfel încît să nu prezinte, în stadiul final, toleranţe negative.

La ora actuală, colectivul de ingineri şi tehnicieni de la ICSIT-„Electroputere" se preocupă de realizarea unor cilindrii stabilizaţi din trafoboard, care vor înlocui cilindrii din straticel, mult mai scumpi şi mai puţin fiabili.

În viitor, colectivul de specialişti de la atelierul de proiectare transformatoare va căuta să situeze la nivelul atins pe plan mondial sistemele de izolare a transformatorului (transformator de tip uscat clasa H, transformator izolat cu ulei siliconic pentru transformatoare cu puteri mici şi medii ; folosirea celulozei modificate adaptate proprietăţilor electrice ale uleiului — pentru transformatoare de mare putere), astfel încît transformatoarele realizate la „Electroputere" Craiova să fie competitive cu transformatoarele produse de cele mai bune firme din lume.

Concluzii

Asimilarea în ţară a schemei de izolaţie pentru aceste tipuri de transformatoare permite reducerea ciclului de fabricaţie şi creşterea eficienţei economice, precum şi diversificarea sortimentului de piese electroizolante realizate din carton electrotehnic, material ce se pretează foarte bine la realizarea unei scheme de izolaţie fiabile pentru transformatoare.

Bibliografie

[1] *Moser, H. P.* Comportarea mecanică a trafoboardului în transformatoarele de mare putere, Zurich, 1975.
[2] *Moser, H. P., Dahinden, V., Friederich, H., Lennarz, K., Potocnik, O.* Sisteme de izolaţie în viitorul transformatoarelor. Bulletin SEV **Vol. 72**, nr. 13, 1981, p. 674—679.

NOTE

Tehnologia de confecționare a înfășurării de curenți intenși (10 kA–110 kA) destinată echipării transformatoarelor pentru cuptoare electrice și redresoare

Introducere

Construcția modernă de transformatoare implică utilizarea unor soluții constructive și tehnologice de vîrf care să permită o utilizare eficientă a materialelor în general și în special a materialelor active.

Articolul se referă la proiectarea pe bază de concepție proprie și execuție la Fabrica Trafo—IEPC, a bobinajului de tip opt, pentru transformatoarele de 43 MVA, import Japonia.

Realizarea acestui bobinaj tip opt prezintă o noutate tehnică pe plan național, fiind o construcție specială, pentru a cărui concretizare au fost necesare proiectarea bobinajului, elaborarea procesului tehnologic de execuție pe utilajele existente, proiectarea și execuția SDV-urilor necesare, precum și efectuarea unor experimentări și testări.

1. Principiu

Pentru a putea obține o secțiune convenabilă curentului cerut, înfășurarea de joasă tensiune se realizarză din galeți, care sînt apoi puși în paralel cu ajutorul unor rigle colectoare.

Deoarece înfășurarea de joasă tensiune este așezată pe două miezuri, ea primește injecție dublă de energie atît de la înfășurarea de IT a transformatorului principal, cît și de la înfășurarea de IT a transformatorului-serie.

Aportul energetic al transformatorului principal este constant pe cînd aportul energetic al transformatorului-serie este variabil de așa manieră încît la bornele înfășurării se obține tensiunea solicitată.

2. Descrierea procesului tehnologic

Pentru realizarea bobinajului de tip opt procesul tehnologic cuprinde următoarele operații principale :

1. Izolarea conductorului pentru bobinaj pe mașinile de izolat existente la Fabrica Trafo (secția STM).

2. Execuția bobinajului propriu-zis (tip opt) pe mașinile de bobinat orizontal existente la IEPC, care cuprinde în principal următoarele :

3. Montarea șablonului de bobinat (fig. 1) pe suportul metalic.

4. Montarea ansamblului „șablon de bobinat" pe platoul mașinii de bobinat de tip orizontal și fixare.

5. Așezarea tamburilor portconductor bobinaj în suportul tamburi (anexă a mașinii de bobinat).

6. Trecerea conductorilor elementari care formează spira prin filiera de bobinat cu role în vederea fixării acestora pe șablonul de bobinat.

7. Fixarea capătului bobinajului de șablonul de bobinat.

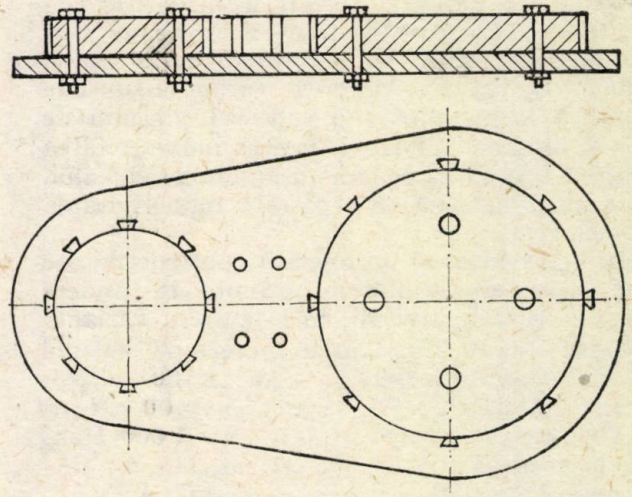


Fig. 1. Șablon de bobinat.

8. Realizarea galeților de formă tip opt.

9. Punerea în mișcare a mașinii de bobinat.

10. Tensionarea conductorilor elementari prin intermediul filierei cu role.

11. Bobinarea propriu-zisă în timpul căreia se va respecta :
- — realizarea transpozițiilor ;
- — consolidarea galeților ;
- — consolidarea capetelor bobinajului ;
- — realizarea distanțelor de izolație.

12. Realizarea ansamblului bobinaj tip opt. Ansamblul bobinaj tip opt se realizează prin suprapunerea galeților, în numărul necesar, în dispozitivul de asamblat.

13. Presarea ansamblului bobinaj în vederea realizării cotei bobinajului cu ajutorul dispozitivului de presat pe presa de 400 t.

14. Uscarea bobinajului care se face în cuptorul de uscat bobine.

15. Impregnarea bobinajului cu lac C-56.

16. Controlul bobinajului.

4. Concluzii

Asimilarea în țară a fabricației bobinajului tip opt, cu care sînt echipate transformatoarele pentru feroaliaje, rezolvă problema reparării transformatoarelor existente în dotarea combinatelor metalurgice, extinderea seriei de transformatoare ce se fabrică în prezent la IEPC prin realizarea de transformatoare de curenți intenși.

Gheorge Toma, Ion Tâlvescu, Doru Nedelcuț, Gheorghe Oanță
ICSIT — MTAE — Craiova

Considerații privind optimizarea inductivităților pentru frecvența de lucru la 1 000 Hz

Introducere

În schemele electrice ale convertizoarelor statice se folosesc inductivități funcționînd la o frecvență ce depășește frecvențele uzuale de 50 și 60 Hz. Proiectantul are la dispoziție mai multe variante constructive: cu miez de fier, cu miez de ferită, bobină toroidală în aer și bobină tip galet. Alegerea variantei optime prezintă importanță sub aspectul prețului de cost și al gabaritului, atît pentru inductivitatea propriu-zisă, cît și pentru ansamblul produsului, în a cărui schemă se regăsește inductivitatea respectivă.

În acest sens, al optimizării constructive, se vor prezenta rezultatele obținute în proiectarea unei inductivități, în cele patru variante constructive în următoarele ipoteze de calcul:

— tensiunea de izolare . . . . 1 100V.c.c.
— inductivitatea . . . . . 400 μH;
— frecvența . . . . . 1 000 Hz;
— curentul efectiv . . . . . 45 A;
— curent de vîrf . . . . . 157 A;
— clasa de izolație . . . . . F;
— felul răcirii . . . . . în aer.

1. Descrierea soluțiilor constructive

După cum se vede în figura 1, inductivitatea cu miez de fier folosește o combinație de tole *E* și *I* cu bobină dispusă pe coloana centrală și prezentînd întrefieruri între jugul superior și coloane.

Inductivitatea cu miez de ferită, prezentată în figura 2, folosește două pachete de miezuri de ferită de tip *U*, dispuse față în față, astfel ca între coloanele celor două pachete să se realizeze întrefierul necesar și avînd bobinajul divizat pe cele două coloane.

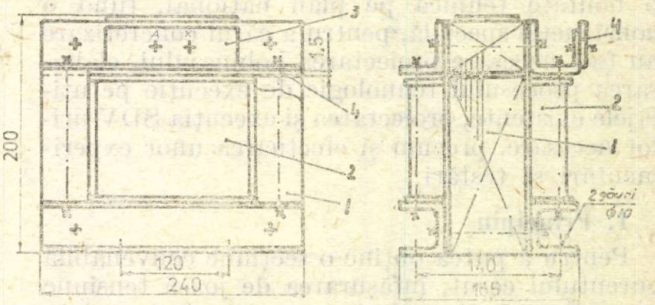
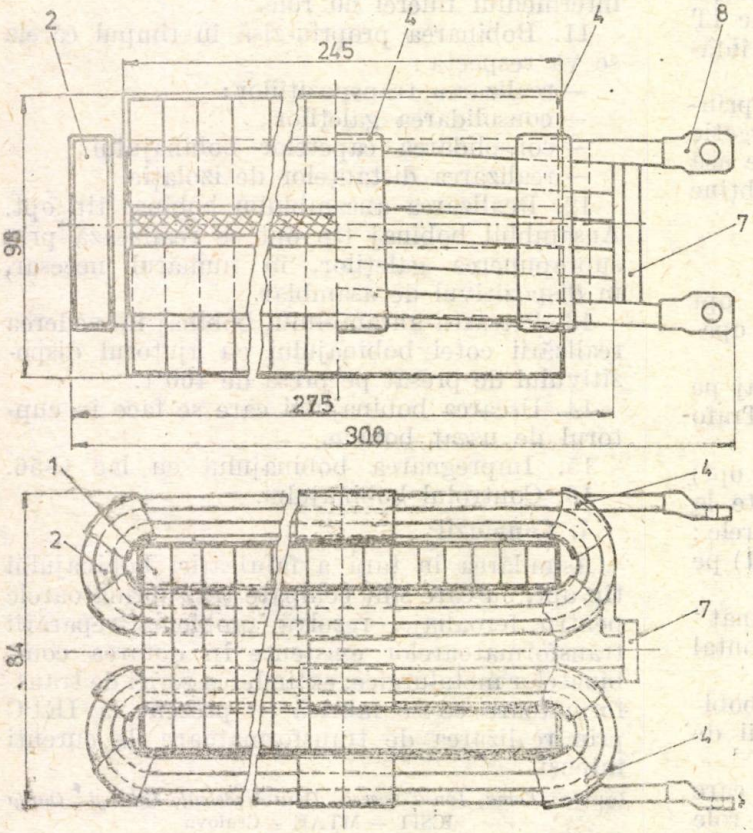
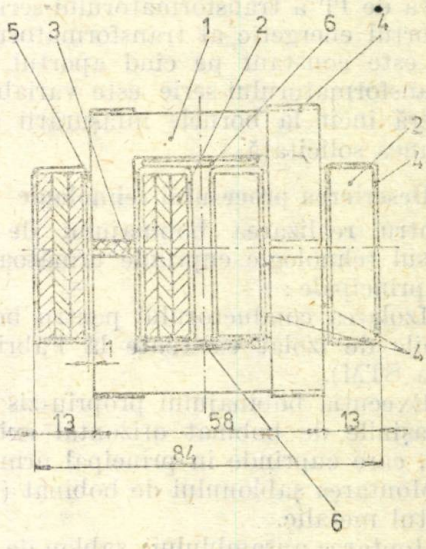


Fig. 1. Inductivitatea cu miez de fier: *1* — ans. miez de fier; *2* — ans. bobină; *3* — placă borne; *4* — distanțor întrefier.





1- Ans. miez de ferita
2- Ans bobinaj
3- Distantor intrefier
4- Banda de contractie
5- Distantor izolant vertical
6- Distantor izolant orizontal
7- Piesa conectare
8- Papuci

Fig. 2. Ansamblu general pentru inductivitate cu miez de ferită.

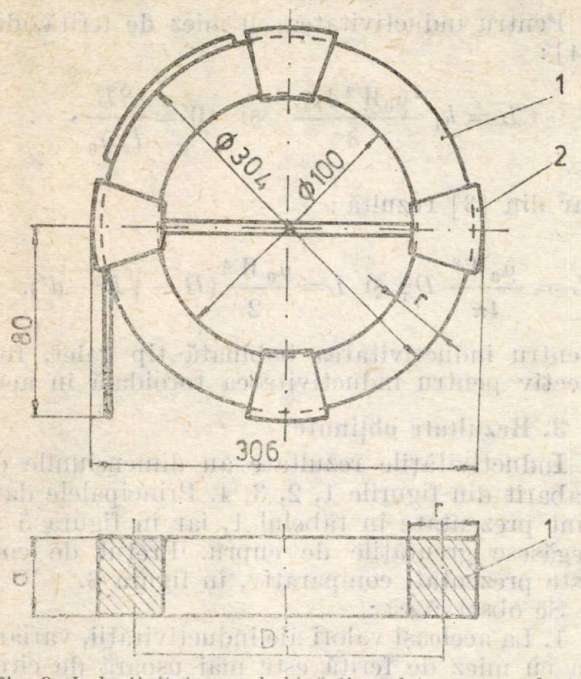


Fig. 3. Inductivitatea cu bobină tip galet: *1* — conductor; *2* — bandă de contracție.

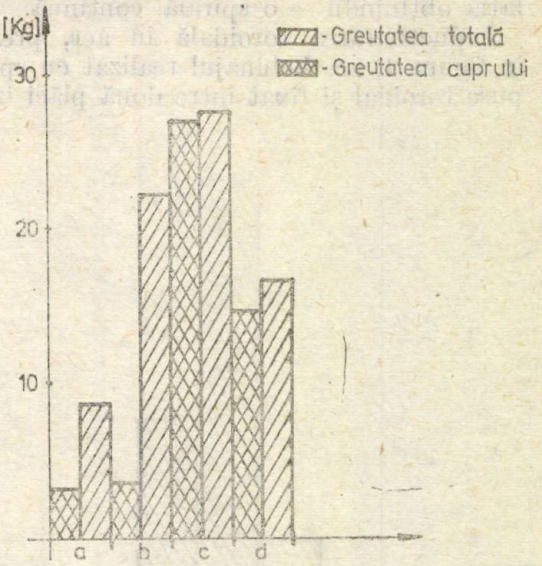


Fig. 5. Variația greutăților în funcție de variantă: *a* — inductivități cu miez de ferită; *b* — inductivități cu miez de fier; *c* — inductivități cu bobină tip galet; *d* — inductivități toroidale.

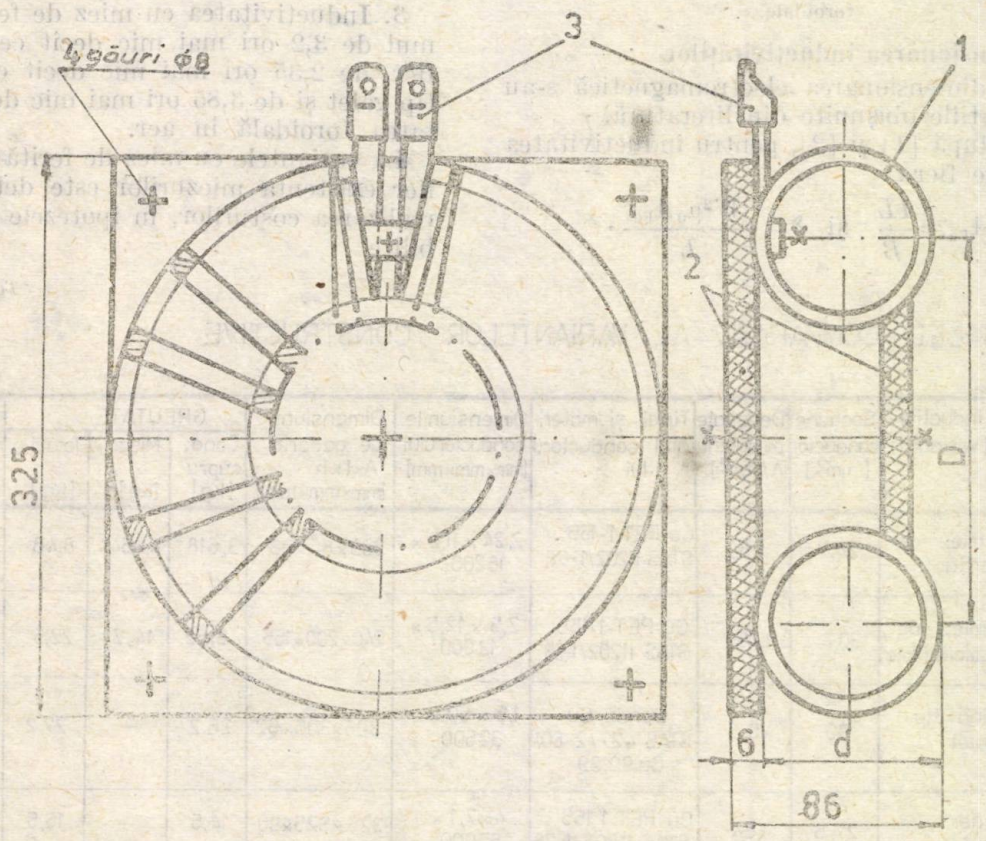


Fig. 4. Inductivitatea toroidală în aer: *1* — bobină toroidală; *2* — plăci izolatoare; *3* — borne cu papuci.

Inductivitatea cu bobină tip galet, prezentată în figura 3, este realizată prin roluirea conductorului de platbandă, simultan cu izolația obținîndu-se o spirală continuă.

Inductivitatea toroidală în aer, prezentată în figura 4, are bobinajul realizat cu spire dispuse toroidal și fixat între două plăci izolante.

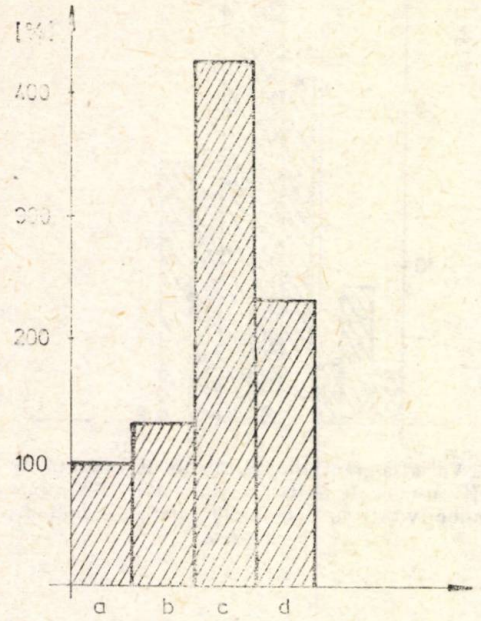


Fig. 6. Variația prețului de cost în funcție de variantă : *a* — inductivități cu miez de ferită ; *b* — inductivități cu miez de fier ; *c* — inductivități cu bobină tip galet ; *d* — inductivități toroidale.

2. Dimensionarea inductivităților

Pentru dimensionarea electromagnetică s-au folosit relațiile obișnuite din literatură.

Astfel, după [1] și [2], pentru inductivitatea cu miez de fier :

$$WA_{Fe}=\frac{IL}{B} \quad \text{și} \quad \delta=\frac{W^2\mu_0 A_{Fe}}{L}.$$

Pentru inductivitatea cu miez de ferită, din [4] :

$$L=k_1\frac{\mu_0 W^2 A_{Fe}}{\delta} \quad \text{și} \quad W=\frac{SB}{I_v\,\mu_0},$$

iar din [3] rezultă :

$$L=\frac{\mu_0 W^2}{4\pi}D\varphi \text{ și } L=\frac{\mu_0 W^2}{2}(D-\sqrt{D^2-d^2}),$$

pentru inductivitatea bobinată tip galet, respectiv pentru inductivitatea toroidală în aer :

3. Rezultate obținute

Inductivitățile rezultate au dimensiunile de gabarit din figurile 1, 2, 3, 4. Principalele date sînt prezentate în tabelul 1, iar în figura 5 se regăsesc greutățile de cupru. Prețul de cost este prezentat, comparativ, în figura 6.

Se observă că :

1. La aceleași valori ale inductivității, varianta cu miez de ferită este mai ușoară de circa două ori decît cea toroidală în aer, de 2,6 ori decît cea cu miez de fier și de peste 3 ori decît cea cu conductor roluit.

2. Varianta cu miez de ferită prezintă costuri de 1,26 ori mai mici decît varianta cu miez de fier, de 2,27 ori mai mici decît varianta inductivității toridale în aer și de peste 4,28 ori mai mică decît varianta cu bobină tip galet.

3. Inductivitatea cu miez de ferită are volumul de 3,2 ori mai mic decît cea cu miez de fier, de 2,35 ori mai mic decît cea cu bobina tip galet și de 3,85 ori mai mic decît inductivitatea toroidală în aer.

La variantele cu miez de ferită și cu miez de fier existența miezurilor este determinantă în realizarea costurilor, în ipotezele de calcul stabilite.

Tabelul 1

TABEL COMPARATIV AL VARIANTELOR CONSTRUCTIVE

Tip inductivitate (Varianta)	Secțiune conductor [mm²]	Densitate de curent [A/mm²]	Tipul și materialul conductorului	Dimensiunile conductorului [mm×mm×mm]	Dimensiuni de gabarit A×l×h [mm×mm×mm]	GREUTATE			Costuri %
						Cond. cupru [Kg]	Miez [Kg]	Totală [Kg]	
Pe miez de ferită	24,7	1,83	Cu-PET-1-155 STAS 11202/1-78	2,24 × 11,2 × 16200	300×84×98	3,618	4,4544	8,46	100
Pe miez de fier-siliciu (Tole)	30,7	1,452	Cu-PET-1-155 STAS 11202/1-78	2,5 × 12,5 × 13000	240×200×165	3,62	14,7	22,5	126,2
Bobină tip galet	90	0,5	Bandă Cu STAS 427/2-80/ Cu 99,99	1,5 × 60 × 32500	306×306×62	26,2	—	27,2	428,2
In aer toroidal	27,5	1,64	Cu PET 1 155 STAS 11202/1-78	4×7,1 × 55000	325×325×90	14,5	—	16,5	227,1

4. Concluzii

Rezultatele obținute permit următoarele concluzii :

— varianta cu miez de ferită reprezintă varianta optimă din punct de vedere al gabaritului și al prețului de cost, față de variantele propuse ;

— variantele cu miez de ferită și de fier prezintă avantajul reglajului continuu și ușor al valorii inductanței prin modificarea întrefierului.

5. Lista notațiilor folosite

L — valoarea inductanței, în H ;
Iv — valoarea curentului de vîrf, pînă la această valoare ; inductivitatea nu trebuie să se satureze, în A ;
Ief — curentul efectiv, în A ;
B — inductanța magnetică, în T ;
μ_0 = $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m permeabilitatea magnetică a vidului ;
W — număr de spire ;
A_{Fe} — secțiunea miezului de fier sau ferită ;
δ — valoarea întrefierului ; în m ;
K_1 = 2 — constanta ține cont de divizarea întrefierului
D — diametrul mediu al bobinei în ; m ;
d — diametrul exterior al spirei ; în m ;
a — înălțimea bobinei ; în m ;
r — grosimea bobinei ; în m ;

Bibliografie

[1] *Antoniu, I. S.* Bazele electrotehnicii, vol. I. E.D.P., București, 1974.

[2] *Preda M., Cristea, P., Spinei, F.* Bazele electrotehnicii vol. I. E.D.P., București, 1980.

[3] *Kalantarov, P. L.* Calculul inductanțelor — Editura tehnică, București, 1958.

[4] *Strănescu, I.* Variatoare statice de tensiune continuă — Editura tehnică, București, 1983.

Stavarache, P., Georgescu, G.,
ICSIT-MTAE — Craiova

Instalație de supraveghere a densității SF_6 din celulele în anvelopă metalică de înaltă tensiune

Introducere

Densitatea gazului izolant SF_6 din celulele capsulate de înaltă tensiune este o mărime de primă importanță în exploatarea acestui echipament, prin aceea că determină direct tensiunea de străpungere a echipamentului, deci siguranța sa în funcționare. Pierderile de gaz datorate fie neetanșeității garniturilor, fie altor cauze, necesită montarea la fiecare echipament a unor aparate de semnalizare automată a scăderii densității gazului sub limita de siguranță. În general însă, acestea nu oferă permanent o informație referitoare la scăderea valorii densității, ci emit un semnal de alarmă la o anumită valoare de prag.

În cadrul ICSIT — MTAE a fost realizată o instalație care să permită permanent supravegherea de la pupitrul de comandă al stației electrice a densității gazului din fiecare compartiment al celulei. În acest mod există posibilitatea depistării din timp a eventualelor pierderi de gaz și efectuării remedierilor sau reumplerilor necesare.

1. Principiul de funcționare

Ecuația de stare a gazului SF_6 (ecuația Betti-Bridgeman), care descrie dependența presiunii gazului de temperatură este :

$$p = \frac{RT(V_v + B)}{V_v^2} - \frac{A}{V_v^2} 10^5, \qquad (1)$$

unde :

p — presiunea absolută a gazului (Pa) ;
T — temperatura absolută a gazului (K) ;
V_v — volumul molar al gazului, (m^3/kmol)

$$A = 15{,}78\left(1 - \frac{0{,}1062}{V_v}\right);$$

$$B = 0{,}366\left(1 - \frac{0{,}1236}{V_v}\right);$$

$$R = 8318 \ \frac{m^3 Pa}{kmol\ K};$$

$$V_v = \frac{M}{\rho};$$

M — masa unui kmol de gaz (kg) ;
ρ — densitatea gazului SF_6. (kg/m^3).

Volumul molar V_v este, deci, o măsură a densității gazului. Ecuația (1) este valabilă pentru $V_v > 0{,}3$ m^3/kmol și $T \leqslant 373$ K cu o precizie de 1% [1].

Ecuația Betti Bridgeman se poate scrie sub forma :

$$\frac{p + 10^5 A/V_v^2}{T} = \frac{R(V_v + B)}{V_v^2}. \qquad (2)$$

În absența pierderilor de gaz, densitatea ρ, și, deci, volumul molar V_v sînt constante. Rezultă relația :

$$\frac{p + \frac{A}{V_v^2} \cdot 10^5}{T} = \frac{p'}{T} = \text{const}, \qquad (3)$$

valabilă pentru orice temperatură T, în absența pierderilor de gaz. Valoarea raportului p'/T reprezintă în cazul existenței pierderilor, o măsură a acestora.

O altă posibilitate de supraveghere a densității este măsurarea la o temperatură oarecare a presiunii compensate (p_c) adică a presiunii pe care ar avea-o gazul de aceeași densitate la temperatura de 20°C ($T_c = 293$ K). Din (2) rezultă:

$$\frac{p + 10^5 A/V_v^2}{T} = \frac{p_c + 10^5 A/V_v^2}{T_c},$$

$$p_c = T_c\left(\frac{p'}{T} - \frac{10^5 A/V_v^2}{T_c}\right) \qquad (4)$$

Pentru simplificarea circuitelor electronice termenul $10^5 A/V_v^2$ care intervine în (3) și (4) va fi considerat constant, egal cu valoarea lui medie în limitele admise. Eroarea care rezultă de aici, în calculul raportului p'/T, respectiv a presiunii compensate p_c, este maximă la densitatea nominală și la densitatea minimă. Valorile acestei erori sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Eroarea sistematică de calcul a raportului p'/T și a presiunii compensate p_c.

Presiunea nominală	2 bar		5,5 bar	
ε, %	p'/T	p_c	p'/T	p_c
	0,76	0,14	1,5	0,27

Instalația dezvoltată se bazează pe ideea supravegherii raportului p'/T conform relației (3).

Un bloc electronic realizează operația de mpărțire între un semnal x (obținut ca suma dintre o tensiune proporțională cu presiunea absolută și o tensiune constantă) și un semnal y proporțional cu temperatura absolută a gazului SF6.

2. Realizarea instalației

Instalația de supraveghere ISD-SF6 este alcătuită dintr-un număr de traductoare de temperatură și de presiune egal cu numărul de compartimente ale celulei (fig. 1). Traductoarele sînt termorezistențe (Pt) și respectiv manometre cu potențiometru (M). Un bloc de comutare comută pe rînd cele două semnale x și y de la fiecare compartiment la intrarea circuitului de împărțire (divizare). Semnalul x este proporțional cu suma $p + 10^5 A/V_v^2$, iar semnalul y este proporțional cu temperatura absolută T. Tensiunea de ieșire din blocul de divizare (p'/T) este afișată digital, local și în camera de comandă împreună cu numărul compartimentului respectiv. Un circuit comparator semnalează scăderea presiunii compensate sub limita de siguranță la străpungere.

Măsurarea și supravegherea raportului p'/T se face în poziția AUTO consecutiv, timp de 10 secunde la fiecare compartiment, prin comutarea automată a semnalelor x, y la intrarea circuitului de divizare. În pozițiile $1 \ldots N$ ale comutatorului MODE instalația de supraveghere rămîne conectată la unul dintre compartimente pînă la comutarea manuală pe alt compartiment.

Caracteristicile tehnice ale ISD-SF6

— presiunea gazului SF6:

— în compartimentul întreruptorului 3,5 ... 6 bar,

— în restul compartimentelor 1,1 ... 2,5 bar,

— temperatura de funcționare — 10 ... +50°C,

— eroarea valorii raportului p'/T afișat ±1,5%.

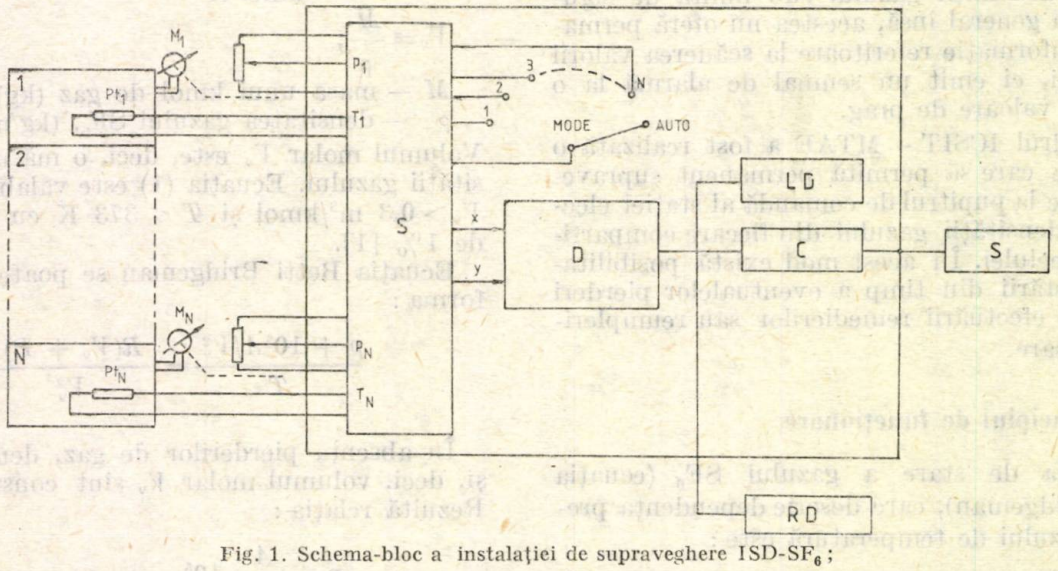


Fig. 1. Schema-bloc a instalației de supraveghere ISD-SF_6;

1,2....N — compartimentele celulei capsulate de înaltă tensiune; *S* — bloc de comutare alternativă a semnalelor de la traductori la circuitul de divizare; *D* — circuit de divizarea; *LD* — afișare locală a raportului p'/T; *C* — circuit de comparare a valorii raportului p'/T; *RD* — afișarea la distanță; *S* — circuite de semnalizare; *Pt* — termorezistențe de Pt; *M* — manometre cu potențiometru.

Instalația a fost testată timp de un an pe un tronson de celulă montat în aer liber și în care densitatea s-a menținut constantă. S-a măsurat o eroare de $\pm 1\%$ a raportului p'/T între $-20°$ și 40°C.

3. Concluzii

Instalația de supraveghere a densității SF6, realizată pe baza unei concepții noi, folosește legea de variație a presiunii gazului, în funcție de temperatură, pentru a afișa o mărime (p'/T) proporțională cu densitatea gazului. Față de soluțiile existente, instalația are avantajul că oferă din timp, în camera de comandă, o informație permanentă, ușor accesibilă, asupra eventualelor pierderi de gaz din celula de înaltă tensiune cu SF_6, evitînd necesitatea supravegherii regulate de către personalul stației electrice.

Bibliografie

[1] *Poliev, K. I.* Konstrucții i rasciot elegazovih aparatov visokovo napriajenia. Izd. Energhia, Leningrad, 1979.

[2] * * * Metodă și instalație de supraveghere a densității gazului din celulele de înaltă tensiune capsulate. Brevet RSR 87898.

Gaber, E., Spînu, M.
ICSIT — MTAE — Craiova

Metodă și program pentru calculul numeric al momentelor de inerție și centrelor de greutate

Introducere

În cadrul Laboratorului de calcule și modelări există preocupări în domeniul simulării pe calculatorul numeric a structurilor de rezistență la vehiculele proiectate la ICSIT-MTAE. Aceste simulări se fac cu ajutorul bibliotecii de programe SAP4 și a altor programe ajutătoare realizate în cadrul laboratorului pe minicalculatorul I-102 F. Astfel, se pot studia structuri complexe din diferite tipuri de elemente, de exemplu: elemente plane, elemente de placă groasă, elemente de placă subțire, bare supuse la tracțiune, bare supuse la încovoiere și forfecare etc.

În structura de rezistență a vehiculelor proiectate la ICSIT-MTAE intervine o gamă foarte variată de profile de bare. La determinarea tensiunilor și deformațiilor unei bare apar anumite mărimi dependente de forma și dimensiunile secțiunii transversale, denumite caracteristici geometrice. Dintre acestea se menționează: aria, centrele de greutate, momentele de inerție, momentele statice, razele de inerție, etc.

Pentru marea majoritate a acestor profile, valorile respective nu se găsesc în STAS, calculul cu mîna necesită mult timp, motiv care a condus la realizarea programului *MIXY*. Cu ajutorul acestui program, realizat în cadrul laboratorului, se calculează coordonatele centrelor de greutate (notate X_G, Y_G) și momentele de inerție (notate I_x, I_y) ale fiecărei secțiuni de bară care apare în structură, mărimi care reprezintă date de intrare pentru simulările ce se fac cu ajutorul programelor *SAP4*.

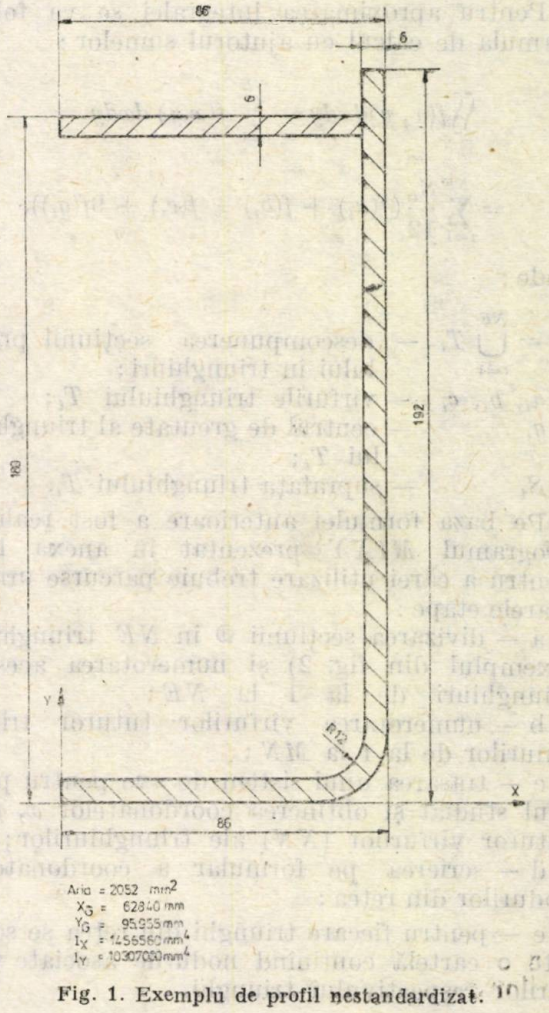


Fig. 1. Exemplu de profil nestandardizat.

1. Descrierea programului MIXY

În cele ce urmează se va nota secţiunea unei bare din structură cu $\mathcal{D}$ şi se va considera că această secţiune se va scrie ca o reuniune de NE triunghiuri, care pot avea în comun un vîrf sau o latură.

Coordonatele centrului de greutate al secţiunii $\mathcal{D}$ şi momentele de inerţie geometrice ale acesteia se calculează cu ajutorul unor integrale duble :

$$X_G = \frac{\iint\limits_{\mathcal{D}} x\,dx\,dy}{\iint\limits_{\mathcal{D}} dx\,dy}\,; \quad Y_G = \frac{\iint\limits_{\mathcal{D}} y\,dx\,dy}{\iint\limits_{\mathcal{D}} dx\,dy},$$

$$I_x = \iint\limits_{\mathcal{D}} y^2\,dx\,dy\,; \quad I_y = \iint\limits_{\mathcal{D}} x^2\,dx\,dy,$$

cu forma generală :

$$\iint\limits_{\mathcal{D}} f(x,y)\,dx\,dy.$$

Pentru aproximarea integralei se va folosi formula de calcul cu ajutorul sumelor :

$$\iint\limits_{\mathcal{D}} f(x,y)\,dx\,dy = \sum_{i=1}^{NE} f(x,y)\,dx\,dy =$$

$$= \sum_{i=1}^{NE} \frac{S_i}{12}\,(f(a_i) + f(b_i) + f(c_i) + 9f(g_i)),$$

unde :

$\mathcal{D} = \bigcup_{i=1}^{NE} T_i$ — descompunerea secţiunii profilului în triunghiuri ;

$a_i,\ b_i,\ c_i$ — vîrfurile triunghiului T_i ;

g_i — centrul de greutate al triunghiului T_i ;

S_i — suprafaţa triunghiului T_i.

Pe baza formulei anterioare a fost realizat programul *MIXY* prezentat în anexa 1 — pentru a cărei utilizare trebuie parcurse următoarele etape :

a — divizarea secţiunii $\mathcal{D}$ în NE triunghiuri (exemplul din fig. 2) şi numerotarea acestor triunghiuri de la 1 la NE ;

b — numerotarea vîrfurilor tuturor triunghiurilor de la 1 la MN ;

c — trasarea unui sistem de axe pentru profilul studiat şi obţinerea coordonatelor x, y a tuturor vîrfurilor (NN) ale triunghiurilor ;

d — scrierea pe formular a coordonatelor nodurilor din reţea ;

e — pentru fiecare triunghi din reţea se scrie cîte o cartelă conţinînd nodurile asociate vîrfurilor respectivului triunghi.

Anexa 1

```
,TI:/LI:1 MIXY

0001        CALL ASSIGN(1,'MIXY.DAT')
0002        CALL ASSIGN(2,'TI:')
0003        DIMENSION X(100),Y(100),ARIA(100),IR(3,100),TITLU(20)
0004        REAL IX,IY
0005        READ(1,999)TITLU
0006  999   FORMAT(20A4)
0007        WRITE(2,999)TITLU
0008        READ(1,1) NE,NN
      C     NE=NUMAR TRIUNGHIURI,NN=NR NODURI
0009        IX=0
0010        IY=0
0011        S1=0.
0012        S2=0.
0013        ARIAT=0.
0014        DO 2 I=1,NN
0015        READ(1,3) X(I),Y(I)
0016        WRITE(2,9)I,X(I),Y(I)
0017      2 CONTINUE
0018        DO 4 I=1,NE
0019        READ(1,7) IR(1,I),IR(2,I),IR(3,I)
0020        WRITE(2,14) IR(1,I),IR(2,I),IR(3,I)
0021      4 CONTINUE
0022        DO 5 I=1,NE
0023        M=IR(1,I)
0024        N=IR(2,I)
0025        L=IR(3,I)
0026        ARIA(I)=0.5*ABS(X(M)*Y(N)-X(N)*Y(M)+X(N)*Y(L)-X(L)*Y(N)
           C+X(L)*Y(M)-X(M)*Y(L))
0027        S1=S1+ARIA(I)*(X(M)+X(N)+X(L))/3.
0028        S2=S2+ARIA(I)*(Y(M)+Y(N)+Y(L))/3.
0029        ARIAT=ARIAT+ARIA(I)
0030      5 CONTINUE
0031        XG=S1/ARIAT
0032        YG=S2/ARIAT
0033        WRITE(2,6)ARIAT,XG,YG
0034      1 FORMAT(2I5)
0035      3 FORMAT(2F10.0)
0036      7 FORMAT(3I5)
0037      6 FORMAT(10X,'ARIAT,XG,YG=',2X,3G12.5)
0038        DO 10 I=1,NN
0039        X(I)=X(I)-XG
0040        Y(I)=Y(I)-YG
0041     10 CONTINUE
0042        DO 11 I=1,NE
0043        M=IR(1,I)
0044        N=IR(2,I)
0045        L=IR(3,I)
0046        IX=IX+ARIA(I)*(X(M)**2+X(N)**2+X(L)**2+
           C   X(M)*X(N)+X(M)*X(L)+
           C   X(N)*X(L))/6.
0047        IY=IY+ARIA(I)*(Y(M)**2+Y(N)**2+Y(L)**2+
           C   Y(M)*Y(N)+Y(M)*Y(L)+
           C   Y(N)*Y(L))/6.
0048     11 CONTINUE


FORTRAN IV      V02.5          TUE 01-JUL-86 08:10:31          PAGE 002
,TI:/LI:1 MIXY

0049        WRITE(2,12) IX,IY
0050     12 FORMAT(10X,'IY=',2X,2G12.5)
0051      9 FORMAT(10X,I5,2X,2G12.5)
0052     14 FORMAT(10X,4I5)
0053        STOP
0054        END
```

Anexa 2

```
>RUN MIXY
 TEST
                    1    0.00000        0.00000
                    2    0.00000        6.0000
                    3    68.000         0.00000
                    4    68.000         6.0000
                    5    80.000         6.0000
                    6    76.000         10.000
                    7    86.000         18.000
                    8    80.000         18.000
                    9    86.000         67.000
                   10    80.000         67.000
                   11    86.000         117.00
                   12    80.000         117.00
                   13    86.000         174.00
                   14    80.000         174.00
                   15    86.000         180.00
                   16    80.000         180.00
                   17    86.000         192.00
                   18    80.000         192.00
                   19    0.00000        174.00
                   20    0.00000        180.00
                    1    4    2
                    1    3    4
                    3    5    4
                    4    5    6
                    6    5    8
                    5    7    8
                    8    7   10
                    7    9   10
                   10    9   12
                    9   11   12
                   12   11   14
                   11   13   14
                   14   13   16
                   13   15   16
                   16   15   18
                   15   17   18
                   19   14   16
                   19   16   20
                ARIAT,XG,YG=     2052.0        62.840        95.955
                IY=   0.14565E+07 0.10307E+08
 TT11  --- STOP
```

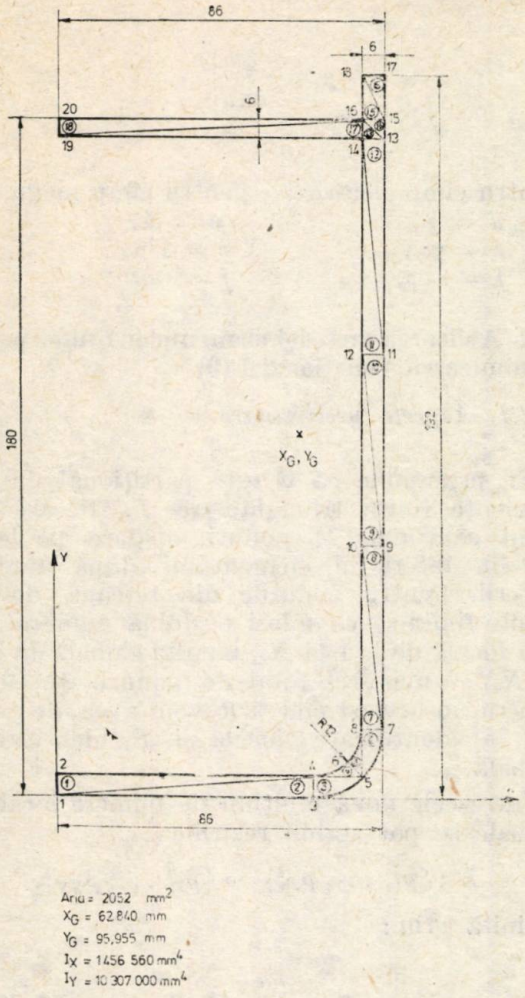


Fig. 2. Divizarea profilului în NE triunghiuri ($NE = 18$) și numerotarea tuturor vîrfurilor NN ale triunghiurilor ($NN = 20$).

Programul furnizează ca date de ieșire:

— coordonatele nodurilor din rețea;

— nodurile asociate fiecărui triunghi T_i;

— aria totală a secțiunii $\mathcal{D}$;

— coordonatele centrului de greutate al secțiunii $\mathcal{D}$.

În figura 2 se prezintă un model de divizare în triunghiuri a unui profil de formă complexă (fig. 1), iar listingul cu rezultate în anexa 2.

2. Concluzii

Programul are un grad maxim de generalitate permițînd abordarea oricăror tipuri de profile. Testele efectuate pe profile cunoscute din STAS au dovedit că acesta lucrează cu o precizie bună, timpul de lucru fiind foarte scurt. Cu ajutorul acestui program au fost calculate momentele de inerție pentru structura de rezistență a ramei electrice de 1 840 kW care conține 27 profile diferite.

Volumul redus de muncă necesar și posibilitatea utilizării metodologiei recomandă programul ca un instrument util în activitatea de proiectare.

Bibliografie

[1] *Posea, N.* Rezistența materialelor, București, EDP, 1979.

[2] *Popa, A.* Program pentru calculul structurilor metalice la locomotive în vederea reducerii greutății și creșterii rezistenței (prin elemente finite). Temă de cercetare CCSIT-EP, 1982.

[3] *Pascariu, I.* Elemente finite, Concepte. Aplicații. Ed. Militară, București, 1985.

Aurel Popa — ITC — Craiova

Ionela Marinescu — ICSIT — MTAE — Craiova

Algoritm iterativ de tip element finit pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic

Introducere

Abordarea problemelor de cîmp electromagnetic prin metoda elementelor finite s-a dovedit o tehnică eficientă de rezolvare a acestor probleme, a căror desfășurare pe domenii neomogene, fizic, provoacă mari dificultăți altor metode. În cele ce urmează se va prezenta modelul matematic al metodei, implementarea ei și rezultatele obținute în urma rulării programului realizat pentru determinarea configurației de cîmp la un izolator cu rile.

1. Descrierea matematică a problemelor de cîmp

Fie $\mathcal{D}$ un domeniu din R^2, pe care se presupune că se desfășoară unul din fenomenele descrise mai jos:

1.1. Cîmp electrostatic, guvernat de ecuația:

$$\operatorname{div}(\varepsilon \operatorname{grad} V) = -\rho, \tag{1}$$

unde:

V este potențialul electric;

ρ — densitatea de sarcină;

ε $= \varepsilon(\bar{E}, x, y)$ — permitivitatea electrică;

E — intensitatea cîmpului electric;

Dacă ε este constant pe porțiuni, ecuația (1) devine:

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon}. \tag{2}$$

Ecuațiile (1) sau (2) li se asociază următoarele condiții pe frontieră: $\Gamma = \Gamma_1 \cup \Gamma_2 \cup \Gamma_3$ a domeniului $\mathcal{D}$:

1.1.a $\left.\frac{\partial V}{\partial n}\right|_{\Gamma_2} = -\frac{\alpha}{\varepsilon}$ (Newmann),

1.1.b V cunoscut pe Γ_1, (Dirichlet), (3)

1.1.c. Combinație de 1.a. și 1.b pe Γ_3, (Robin).

Rezolvarea problemei (1) + (3) este echivalentă cu minimizarea funcționalei energetice:

$$\mathcal{F}(V) = \iint_{\mathcal{D}} \left(\int_0^E \varepsilon E\, dE - \rho V \right) dx dy + 2 \int_{\Gamma_2} \alpha V\, ds. \quad (4)$$

1.2. Cîmp magnetostatic, guvernat de ecuația:

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \bar{A}\right) = -\bar{J}, \quad (5$$

unde:

$\bar{A}$ este potențialul magnetic vector, legat de inducția $\bar{B}$ prin relația; $\bar{B} = \operatorname{rot} \bar{A}$;

$\bar{J}$ — densitatea de curent;

μ — $\mu(B, x, y)$ este permeabilitatea magnetică.

Dacă μ este constant pe porțiuni, ecuația (5) devine:

$$\nabla^2 \bar{A} = -\mu \bar{J}. \quad (6)$$

Ecuațiilor (5) sau (6) li se asociază următoarele condiții pe frontiera domeniului $\mathcal{D}$:

1.2.a $\bar{A}$ cunoscut pe Γ_1,

1.2.b. $\bar{H} = \bar{\alpha}$ pe Γ_2 ($\bar{H}$ cîmpul magnetic), (7)

1.2.c. $\bar{H}_n = 0$ pe Γ_3 ($\bar{H}_n$ este normală la Γ_3).

Rezolvarea problemelor (5) și (7) este echivalentă cu minimizarea funcționalei energetice:

$$\mathcal{F}(\bar{A}) = \iint_{\mathcal{D}} \left(\int_0^B \frac{1}{\mu} B\, dB - J x \bar{A} \right) dx dy + 2 \int_{\Gamma_2} (\bar{\alpha} \cdot \bar{A}) x\, d\bar{s} \quad (8)$$

Se vor analiza, în cele ce urmează particularizări ale problemelor (1) și (5) generate de următoarele ipoteze:

$\bar{A}(0, 0, A)$; $\bar{J}(0, 0, J)$, μ și ε constante pe porțiuni:

Funcționalele (4) și (8) vor avea o formă comună:

$$\mathcal{F}(u) = \iint_{\mathcal{D}} \left(c \left(\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial u}{\partial y}\right)^2 - 2fu \right) dx dy + 2 \int \Gamma_2 q u\, ds, \quad (9)$$

unde:

$$g = \left.\frac{\partial u}{\partial n}\right|_{\Gamma_2},$$

iar:

pentru cîmp electric:	pentru cîmp magnetic:
$u = V$,	$u = A$,
$c = \varepsilon$,	$c = 1/\mu$,
$f = -\rho$,	$f = -J$.

2. Aplicarea metodei elementelor finite, pentru minimizarea funcționalei (9)

2.1. Aspecte preliminare

Se presupune că $\mathcal{D}$ este partiționat în NE elemente finite triunghiulare T_e, fiecare element conținînd N_e noduri, dispuse pe laturi sau în interiorul elementului după anumite criterii. Pentru nodurile din rețeaua de elemente finite se va folosi o dublă numerotare: una locală de la 1 la N_e, iar alta globală de la 1, la NN — numărul total de noduri. Astfel că, pentru un același nod fizic vom avea, de exemplu, p_j^e identificarea locală și P_i identificarea globală.

Între cele două mulțimi de numere locale și globale se pot stabili relațiile:

$$L^e: \{p_1^e, \ldots, p_{N_e}^e\} \to \{p_1, \ldots, p_{NN}\},$$

definită prin:

$$P_j = \sum_{i=}^{NN} L_{ji}^e P_i$$

și:

$$M^e: \{P_1, \ldots, P_j\} \to \{p_1^e, \ldots, P_{Ne}^e\},$$

definită prin:

$$P_j = \sum_{i=1}^{NN} M_{ji}^e P_i.$$

Astfel spus, L_{ij}^e este 1 cînd nodul global P_i coincide cu nodul local P_j^e și zero în caz contrar. Pe fiecare element va exista $[M]^e = [L^e]^t$.

2.2. Funcțiile de formă. Se va asocia în continuare, fiecărui element finit T_e, o bază locală de interpolare, $\{\mathcal{N}^e\}$ alcătuită din N_e polinoame complete de gradul n în două variabile și satisfăcînd condițiile:

$$\mathcal{N}_j^e(P_k^e) = \delta_{kj}, \quad k, j = \overline{1, N}. \quad (10)$$

Condițiile (1) determină intrinsec funcțiile de interpolare pe fiecare element.

Pe ansamblul rețelei, mulțimea funcțiilor locale, $\{\mathcal{N}^e\}$, $e = \overline{1, NE}$, conduc la o bază globală de interpolare $\{\mathcal{N}\}$ alcătuită din NN

polinoame de gradul „n" în două variabile și satisfăcînd condițiile :

$$\mathcal{N}_i(P_t) = \delta_{it}, \quad i,t = \overline{1,NN} \tag{11}$$

și avînd ca restricție pe elementul T_e funcția $\mathcal{N}_i^e$ asociată nodului P_j^e cu proprietatea că P_i să coincidă cu P_j^e pe T_e.

Legătura între cele două mulțimi de funcții este stabilită de relația :

$$\mathcal{N}_i(x,y) = \bigcup_{e=1}^{NE} [L^e]\{\mathcal{N}_j^e(x,y)\}. \tag{12}$$

Aici, ca și în continuare, notația $\bigcup_{e=1}^{NE} u(x,y)$ va simboliza că suportul funcției $u(x,y)$ este o reuniune disjunctă de mulțimi, adică, intersecția a două elemente distincte din reuniune are măsura Lebesgue nulă.

2.3. Aproximarea soluției. Între gradul funcțiilor de formă și numărul nodurilor pe element va exista condiția :

$$N_e = \frac{(n+1)(n+2)}{2}.$$

iar condiția minimă de apartenență la $C(\mathcal{D})$ a unei funcții locale $\mathcal{N}_i$ implică considerarea pe fiecare latură din triangulație a $n+1$ noduri, restul de noduri fiind arbitrar în interiorul fiecărui element.

Dacă se notează :

$$u_i^e = u(P_i^e), \quad i = \overline{1,N_e}$$

funcția care minimizează funcționala (9) va fi aproximată local cu interpolantul :

$$\bar{u}^e(x,y) = \sum_{i=1}^{Ne} u_i^e \mathcal{N}_i^e(x,y) \tag{13}$$

și global cu interpolantul :

$$\bar{u}(x,y) = \bigcup_{e=1}^{NE} \bar{u}^e(x,y),$$

sau :

$$\bar{u}(x,y) = \sum_{i=1}^{NN} u_i \mathcal{N}_i(x,y). \tag{14}$$

Conform lucrărilor lui Zlamal [1, 2] și Zenisek [3, 4], eroarea de interpolare în aproximarea anterioară este de ordinul h^n, unde h este cea mai mare latură din rețea.

2.4. Implementarea metodei elementelor finite pentru minimizarea funcționalei (9)

Înlocuind expresia (14) în funcționala (9) se obține :

$$\mathcal{F}(\bar{u}) = \int_{\mathcal{D}} \left(c\left(\left(\frac{\partial \bar{u}}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{u}}{\partial y}\right)^2 \right) - 2f\bar{u} \right) dxdy +$$

$$+2\int_{\Gamma_2} g\bar{u}ds = \int_{\mathcal{D}} \left(c \sum_{i=1}^{NN}\sum_{j=1}^{NN} u_i u_j \left(\frac{\partial \mathcal{N}_i}{\partial x}\frac{\partial \mathcal{N}_j}{\partial x} + \frac{\partial \mathcal{N}_i}{\partial y}\frac{\partial \mathcal{N}_j}{\partial y} \right) \right) -$$

$$- 2\sum_{i=1}^{NN} f u_i \mathcal{N}_i dxdy + 2\int_{\Gamma_2} g \sum_{i=1}^{NN} u_i \mathcal{N}_i ds =$$

$$= \sum_{i=1}^{NN}\sum_{j=1}^{NN} u_i u_j K_{ij} - 2\sum_{i=1}^{NN} u_i b_i. \tag{15}$$

Punctul staționar al funcționalei $\mathcal{F}$ este dat de sistemul :

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \bar{u}_i} = \sum_{j=1}^{NN} u_j K_{ij} - b_i = 0, \quad i = \overline{1,NN}. \tag{16}$$

Rezolvarea acestui sistem cu o subrutină Gauss-Jordan specializată, va conduce la obținerea valorilor aproximative ale soluției problemei de cîmp în nodurile rețelei considerate.

În continuare se va prezenta obținerea coeficienților globali K_{ij} și b_i din siatemul (16) din contribuțiile fiecărui element finit :

$$K_{ij} = \int_{\mathcal{D}} c\left(\frac{\partial \mathcal{N}_i}{\partial x}\frac{\partial \mathcal{N}_i}{\partial x} + \frac{\partial \mathcal{N}_i}{\partial y}\frac{\partial \mathcal{N}_i}{\partial y} \right) dxdy =$$

$$= \int_{\mathcal{D}} c\left(\frac{\partial}{\partial x} \bigcup_{e=1}^{NE} \sum_{s=1}^{N_e} L_{is}^e \mathcal{N}_s^e \right)\left(\frac{\partial}{\partial x} \bigcup_{e=1}^{NE} \sum_{t=1}^{N_e} L_{jt}^e \mathcal{N}_t^e \right) + \tag{12}$$

$$+ \left(\frac{\partial}{\partial y} \bigcup_{e=1}^{NE} \sum_{s=1}^{NE} L_{is}^e \mathcal{N}_s^e \right)\left(\frac{\partial}{\partial y} \bigcup_{e=1}^{NE} \sum_{t=1}^{N_e} L_{jt}^e \mathcal{N}_t^e \right) dxdy =$$

$$= \sum_{e=1}^{NE}\sum_{s=1}^{N_e}\sum_{t=1}^{N_e} L_{is}^e K_{st}^e M_{ij}^e,$$

sau matriceal :

$$[K] = \sum_{e=1}^{NE} [L^e][K^e][M^e]. \tag{17}$$

După un calcul similar se obține :

$$\{b\} = \sum_{e=1}^{NE} [L^e]\{b^e\}, \tag{18}$$

unde :

$$b_j^e = \int_{T_e} f^e \mathcal{N}_j^e \, dxdy - \int_{\Gamma_2^e} g^e \mathcal{N}_j^e \, ds, \qquad (19)$$

unde Γ_2^e este porțiunea din frontiera Γ_2 aproximată de una din laturile triunghiului T_e, iar f^e, g^e sînt restricțiile funcțiilor f și g la T_e.

Integralele care apar în (17) se pot efectua manual și apoi se pot introduce formulele în program, iar pentru integralele din (19) se recomandă utilizarea unor metode numerice de tipul celor prezentate în [5].

În practica programării metodelor de tip element finit, în problemele de cîmp, se recomandă înlocuirea algoritmului matriceal prezentat mai sus cu unul iterativ, utilizînd în iterarea valorilor potențialelor o formulă de tipul :

$$u_i = \frac{\sum_{e \in \mu_i} \sum_{j=1}^{N_e} L_{ij}^e b_j^e - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{NN} u_K^{(p)} \sum_{e \in \mu_i} \sum_{j=1}^{N_e} \sum_{S=1}^{N_e} L_{ij}^e K_{js}^e M_{SK}^e}{\sum_{e \in \mu_i} \sum_{i=1}^{N_e} \sum_{S=1}^{N_e} L_{ij}^e A_{js}^e M_{Si}^e},$$

$$i = \overline{1,NN}. \qquad (20)$$

Formula (20) generalizează formulele de iterație cunoscute anterior și iterațiile continuă pînă cînd este satisfăcut un criteriu de eroare sau p depășește numărul de iterații impus prin program.

μ_i reprezintă mulțimea tuturor elementelor care conțin nodul global P_i.

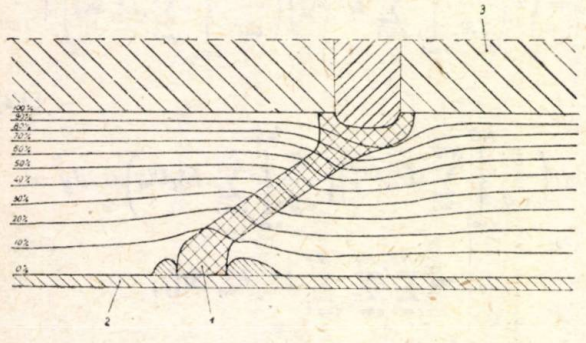


Fig. 1. Repartiția echipotențialelor pentru un izolator cu simetrie de rotație : *1* — izolator ; *2*, *3* — electrozi.

Pentru cazurile concrete, în care $N_e = 3,5,\ldots$ formula (20) se simplifică foarte mult deoarece în cadrul etapei de programare contribuția matricelor $[L^e]$ și $[M^e]$ este realizată automat prin program, ele fiind necesare doar pentru rigurozitatea formalismului matematic în scrierea formulei (20).

3. Programarea algoritmului

Se vor prezenta în continuare, schematizat, etapele care se parcurg în realizarea unui program după o formulă iterativă de tip (20) :

Pas.1. Citește datele geometrice și topologice ale rețelei de elemente finite.
Pas.2. Rafinarea rețelei inițiale.
Pas.3. Fixarea unui nod nepotențializat.
Pas.4. Determinarea triunghiurilor care conțin nodul fixat și calcularea coeficienților K_{st}^e.
Pas.5. Evaluarea potențialului în nodul fixat.
Pas.6. Test eroare și reluare eventual de la Pas. 3.
Pas.7. Calculul mărimilor derivate : componentele vectorilor $\bar{B}$, $\bar{H}$, $\bar{E}$ etc.
Pas.8. Vizualizarea grafică a rezultatelor.

Programul utilizat de autori după acest algoritm se numește *MEFCE*, a fost implementat pe un minicalculator de tipul I-102 F și are la bază aproximări cu polinoame de gradul întîi și doi.

Se prezintă, în continuare, un exemplu de problemă rezolvată cu acest program.

În figura 1 este prezentată o secțiune planmeridiană dintr-un izolator din rășină epoxidică realizat pentru tensiune între 100 și 200 kV.

Programul *MEFCE* a fost utilizat pentru dimensionarea geometrică a conturului izolatorului în vederea optimizării configurației de cîmp.

Rezultatele obținute constînd în repartiția echipotențialelor au fost prezentate grafic în figura 1, fiind obținute pe un plotter de tip MD 10.

Concluzii

Eficiența realizării problemelor de cîmp prin metoda elementelor finite este pe deplin recunoscută și larg răspîndită.

Cuplarea programului MEFCE cu un preprocesor pentru pregătirea datelor geometrice necesare programului și un portprocesor pentru prelucrarea grafică a rezultatelor va conferi aplicației un rol important în dimensionarea optimă a configurațiilor de electrozi din echipamentul de înaltă tensiune.

Bibliografie

[1] *Zlamal, M.* On the finite element method. Num. Math. 12, 394—400 (1968).
[2] *Zlamal, M.* A finite procedure of the second order of accuracy. Num. Math, 14, 399—402 (1970).
[3] *Zenišek, A.* Interpolation Polynomials on the Triangle. Num. Math. 15, 283—296 (1970).
[4] *V Ş ciu, G., Popa, Aurel,* Metode numerice cu aplicații în tehnica de calcul. Scrisul Românesc — Craiova, 1982.

Aurel Popa — ITC — Craiova
Evelin Găvănescu — ICSIT-MTAE — Craiova

Vagon–laborator pentru locomotive electrice și diesel-electrice

Introducere

Avînd în vedere necesitățile dezvoltării tehnico-economice și creșterii competitivității produselor în fabricația de locomotive se impune tot mai stringent testarea prototipurilor, astfel încît să se poată verifica și demonstra superioritatea parametrilor impuși prin documentele normative, caietele de sarcini și solicitările beneficiarilor interni și externi.

În ideea satisfacerii tuturor acestor cerințe în Intreprinderea „Electroputere"-Craiova s-a conceput și executat „Vagonul-laborator" cu ajutorul căruia se pot efectua încercări de tip la locomotivele diesel-electrice și electrice din profilul întreprinderii, atît în staționare în standul de probe, cît și pe parcurs.

1. Caracteristicile tehnice principale ale vagonului laborator

Dimensiunile principale :

- lungimea maximă peste tampoane este de 24 500 mm ;
- lățimea vagonului : 2 880 mm ;
- ecartamentul : 1 435 mm ;
- ampatamentul : 17 200 mm ;

Greutatea totală, fără personalul de deservire, este de 40 tf.

Sarcina maximă pe osie este de 16 tf.

1.1. Caracteristicile cutiei

Cutia este executată în construcție sudată autoportantă din profile de oțel. Înălțimea de la fața superioară a șinei la axa tampoanelor este de 1 060 mm.

Cutia este compartimentată astfel ca să asigure atît efectuarea de măsurători în regim staționar și în regim de parcurs, cît și condiții de locuit pentru un număr de 9 persoane, care efectuează măsurătorile în parcurs pe o perioadă mai îndelungată.

1.2. Caracteristicile boghiurilor

Vagonul-laborator este echipat cu două boghiuri Minden-Deutz tip MD 04/A avînd următoarele caracteristici :

— ampatament : 2 500 mm ;
— diametrul roților arcuate : 920^{+5} mm ;
— distanța de la șină la pendulul dansant : $F = 250^{+10}_{-5}$ mm ;
— sarcina maximă pe osie : 16 t/osie ;
— rama boghiului în construcție sudată din profile de oțel ;
— suspensia principală cu resoarte elicoidale ;
— suspensia secundară cu traversă dansantă cu resoarte elicoidale.

1.3. Caracteristicile frînei pneumatice

Pentru asigurarea condițiilor de circulație pe calea ferată vagonul este echipat cu frînă automată cu aer tip KE-GPR cu rezervor principal de 2×400 l și cilindri de frînă pentru fiecare boghiu cu diametrul de 305 mm.

Capacitățile de frînare în regim „G"-80 km/h viteză maximă, în regim „P"-100 km/h viteză maximă, în regim „R"-140 km/h viteză maximă.

Greutățile de frînare pentru diferitele regimuri de lucru sînt : 48 t, pentru regim „G", 53 t, pentru regim „P", 73 t, pentru regimul „R".

1.4. Caracteristicile instalației electrice

Vagonul-laborator este echipat cu instalații pentru alimentarea cu energie electrică a aparaturii de măsură și a serviciilor și instalație electrică pentru efectuarea măsurătorilor. Astfel, vagonul dispune de instalație de alimentare cu energie electrică din exterior în situația staționat, prin cuplare la rețeaua de curent alternativ trifazat.

Pentru situația de mers acesta este echipat cu sursă de curent continuu de la baterii de 24 V c.c. și capacitate de 320 Ah, asigurîndu-se autonomie de alimentare cu energie electrică, în curent alternativ, prin două grupuri generator sincron motor de c.c., de cîte 500 W timp de 8 ore, pentru instalațiile și aparatura de măsură și oscilografiere.

De asemenea, tot pentru situația de mers, vagonul este echipat cu generator de osie și regulator automat de tensiune de 24 V c.c. Pentru alimentarea serviciilor și a instalațiilor de măsură este echipat cu baterii de curent continuu 2 × 110 V c.c., invertor pentru conversia energiei electrice de curent continuu în energie electrică de curent alternativ.

Pentru asigurarea condițiilor de lucru în anotimpul rece, vagonul-laborator dispune de instalație de încălzire electrică cu posibilitate de comutare a alimentării de la rețeaua de tensiune trifazată 380 V c.c. în staționare și de la instalația de încălzire tren 1 500 V c.c. în regim de mers.

Echipamentul de alimentare cu energie electrică este amplasat în carena vagonului, iar instalația de distribuție și selecție a tipurilor de alimentare este situată în blocul de distribuție a energiei electrice, situat în compartimentul respectiv.

2. Măsurători ce se pot efectua cu vagonul laborator

Pentru efectuarea probelor și măsurătorilor, vagonul-laborator este echipat la unul din capetele acestuia (capătul A) cu plăci de borne unde se realizează conectarea instalației de măsură din vagon cu aparatura și traductoarele

ce se montează în locomotiva de încercat, astfel că se pot efectua următoarele măsurători :

2.1. Măsurători electrice

Se pot efectua măsurători de puteri asupra echipamentului electric al locomotivei atît în

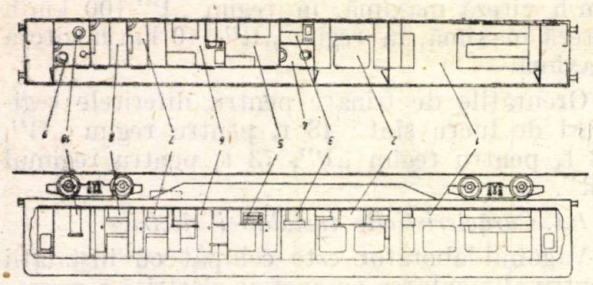


Fig. 1. Vagon-laborator pentru încercarea locomotivelor-compartimentare : *1* — compartiment măsurători ; *2* — compartiment de prelucrare a datelor ; *3* — compartiment developări oscilograme ; *4* — grup social ; *5* — compartiment distribuţie selecţie energie electrică ; *6* — bucătărie ; *7* — cuşete dormit ; *8* — grup social — duş ; *9* — compartment termotehnic ; *10* — compartiment agregate energetice (energie electrică).

curent alternativ, cît şi în curent continuu. Astfel se pot măsura : puterea generatorului principal al locomotivelor diesel-electrice, puterea motoarelor serviciilor auxiliare, a motoarelor de tracţiune, puterea absorbită de transformatorul principal al locomotivelor electrice, precum şi puterea absorbită de serviciile auxiliare. De asemenea, se măsoară tensiuni şi curenţi în curent continuu şi curent alternativ atît pe partea de înaltă tensiune, cît şi pe partea de joasă tensiune a instalaţiei locomotivelor diesel-electrice şi electrice.

Vagonul-laborator are posibilitatea efectuării de măsurători de frecvenţe, factor de putere, randamente electrice şi înregistrarea prin oscilografiere a diferitelor mărimi electrice şi neelectrice.

2.2. Măsurători termice la distanţă

Măsurarea temperaturilor în cadrul probelor de verificare a încălzirii echipamentului electric al locomotivelor, precum şi în cadrul verificării instalaţiilor de răcire a locomotivelor diesel-electrice, se poate efectua cu ajutorul instalaţiei de măsurare a temperaturilor, cu afişarea numerică a temperaturii, avînd posibilitatea de măsurare simultană a 30 de temperaturi.

De asemenea, se pot măsura încălzirile bobinajelor echipamentului electric (motoare electrice, generatoare, transformatoare), prin metode indirecte, efectuînd măsurători termice asupra agenţilor de răcire (apă, ulei) şi măsurători electrice ale parametrilor variabili cu temperatura.

2.3. Măsurători de debite

În cadrul probelor de verificare a instalaţiilor de răcire a agregatelor de pe locomotivele diesel-electrice şi electrice, pe vagonul-laborator se pot efectua, cu ajutorul dotărilor existente, măsurători ale debitului agenţilor de răcire : apă, ulei, aer.

2.4. Măsurători ale diverselor mărimi fizice

În cadrul programelor de probe de tip ale locomotivelor se impune măsurarea diferitelor mărimi fizice. Astfel, se pot măsura turaţii în diverse regimuri prin metode electrice ale motorului diesel, ventilatoarelor de răcire, pompelor de apă, ulei, ale compresoarelor.

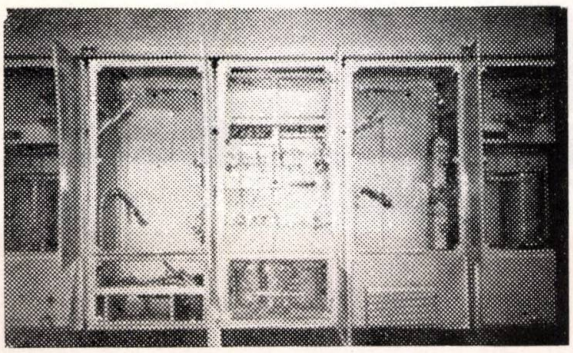
Vagonul-laborator asigură posibilitatea măsurării la distanţă a deplasărilor diferitelor mecanisme. În acest fel se poate oscilografia poziţia regulatorului mecanic, a regulatorului de cîmp, a controlerului, a graduatorului. De asemenea, se pot înregistra diverse jocuri mecanice. Măsurarea şi înregistrarea vitezei de deplasare a vehiculelor de tracţiune se poate efectua cu ajutorul unui vitezometru Hassler, montat în compartimentul de măsură al vagonului-laborator.

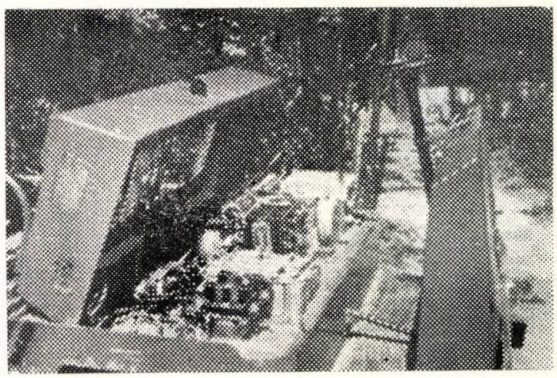
În cursul anului 1986 vagonul-laborator va fi dotat cu un sistem automat de stocare şi prelucrare a datelor tip SPOT 83 care va permite creşterea preciziei măsurătorilor şi a productivităţii în efectuarea probelor de tip la locomotivele electrice şi diesel-electrice din profilul de fabricaţie al Întreprinderii „Electroputere" Craiova.

Albert Marx, *Marcel Bărbulescu* —
ICSIT-MTAE — Craiova

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS SZÁMÍTÓGÉPES HÁLÓZAT

Electroputere





• Electrocar cu chopper.

• Stație de distribuție, acționare, comandă și reglare pentru două motoare de c.c. 850 kW tip SDACR 01.

Echipamentele complexe din profilul de fabricație al Întreprinderii „Electroputere" Craiova acoperă, în principal, următoarele domenii :

- echipamente electrice pentru acționarea tiristorizată a instalațiilor de foraj din gama 50–900 tf ;
- echipamente electrice pentru stații de tracțiune în curent continuu (tramvaie, troleibuze, metrou, locomotive de mină) ;
- excitații statice și regulatoare de tensiune pentru mașini sincrone.

Electroputere beneficiază de două mari și bine dotate laboratoare electrice și de un institut de cercetări științifice, capabile să investigheze o gamă largă de probleme de proiectare și de fabricație, în scopul perfecționării produselor.

Întreg echipamentul de fabricație Electroputere destinat instalațiilor de foraj, este astfel conceput și realizat încît să asigure cei mai ridicați parametri de funcționare în comparație cu produsele similare existente pe plan mondial.

Echipamentul electric complex fabricat de Electroputere este livrat la beneficiari străini prin următoarele firme de comerț exterior din București : **– ELECTROEXPORTIMPORT : – PETROMIN ; – ROMELECTRO.**

electroexportimport

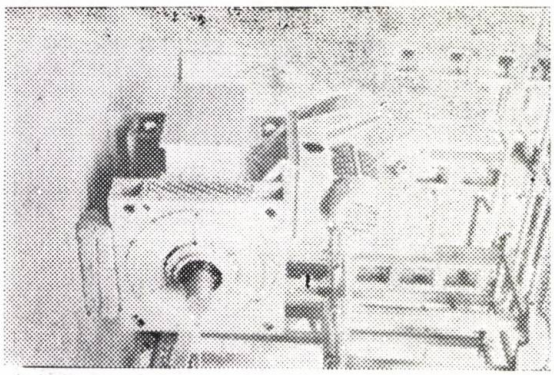
Foreign Trade Company • Bucharest – Romania 122, Calea Victoriei • Telephone : 50 28 70 • Telex : 11.383–11.399

ROMELECTRO
ÎNTREPRINDERE PENTRU COMERȚ EXTERIOR
B-dul Lacul Tei, nr. 1 sector 2
București 7000, c.p. 1–736
Tel. 12 13 26–12 05 51
Telex : 10449 roel r
BUCUREȘTI – ROMÂNIA

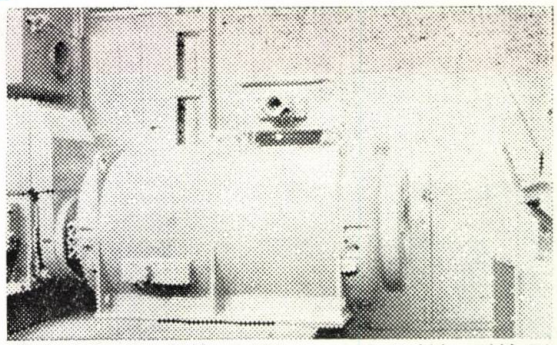
ROEL

INDUSTRIALE EXPORTIMPORT PETROMIN

Electroputere



MCF Exp II T_3, 550 kW, 770 V, 1 100 rot/min



MIB_2 × 1 000 kW ; 3 000 rot/min, 6 kV ; IPW 54 (pentru termocentrale).

La cerere, se pot livra şi alte tipuri pentru diverse aplicaţii industriale după cum urmează :

- pentru fabricile de ciment ;
- pentru instalaţii de producere a energiei ;
- pentru pompe (poziţie verticală de funcţionare) ;
- pentru propulsie navală (inclusiv marină) ;
- pentru tracţiune electrică ;
- pentru acţionarea instalaţiilor de laminare ;
- pentru excavatoare etc.

Electroputere fabrică şi livrează întreaga gamă de maşini electrice standard de puteri nominale între 130 şi 2 000 kW.

Exportă prin următoarele întreprinderi de comerţ exterior :

- ELECTROEXPORTIMPORT
- MECANOEXPORTIMPORT
- INDUSTRIALEXPORTIMPORT
- UZINEXPORTIMPORT

electroexportimport

FOREIGN TRADE COMPANY • BUCHAREST – ROMANIA
122, Calea Victoriei • Telephone : 50 28 70 • Telex : 11.383–11.399

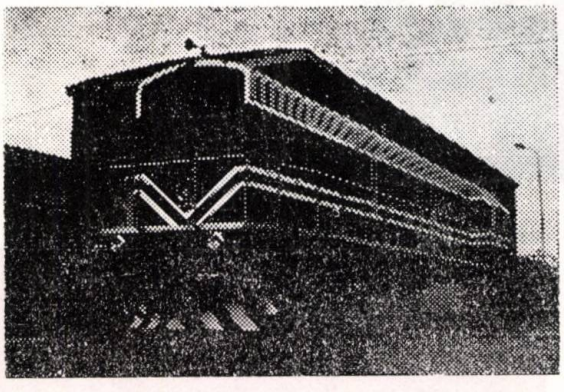
uzinexportimport

Intreprindere de Comerţ Exterior
B-dul Republicii 32, tel. 13 29 59, telex 011214
70033 – Bucureşti

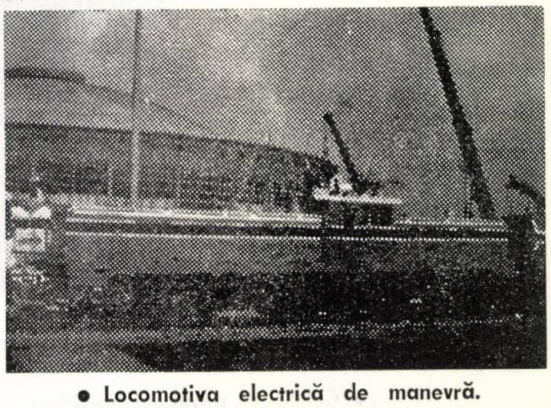
MECANOEXPORTIMPORT
FOREIGN TRADE COMPANY
10, Mihai Eminescu St. • Telephone : 12 46 00.
Telex : 10269. POB : 130.
BUCHAREST – ROMANIA

INDUSTRIALEXPORTIMPORT
PETROMIN

Electroputere



• Locomotiva electrică de manevră.



• Locomotiva electrică de manevră.

„ELECTROPUTERE" CRAIOVA, ROMÂNIA

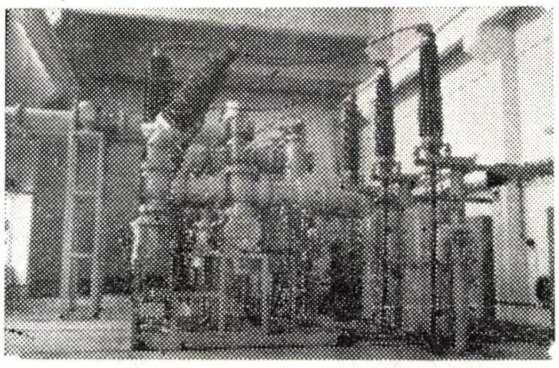
FABRICĂ ȘI LIVREAZĂ LOCOMOTIVE ELECTRICE ȘI DIESEL-ELECTRICE CU PERFORMANȚE RIDICATE

PRIN :

INTREPRINDEREA DE COMERȚ EXTERIOR MECANOEXPORTIMPORT

STRADA M. EMINESCU 10, BUCUREȘTI, ROMÂNIA

Electroputere



• Celule în anvelopă metalică de 123 kV cu izolaţie în SF_6 (Staţia electrică de 110 kV – „Vulcan" Bucureşti).

I.C.S.I.T. – M.T.A.E. – CRAIOVA
ATELIERUL PROIECTARE APARATAJ, deserveşte :
Fabrica APARATAJ ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE şi
Întreprinderea CELULE ELECTRICE PREFABRICATE – BĂILEŞTI

Pune la dispoziţia acestora proiecte pentru :

- transformatoare de măsură, curent şi tensiune, înglobate în răşină şi cu izolaţie ulei-porţelan ;
- separatoare de interior şi exterior, rotative, semipantograf şi pantograf ;
- întreruptoare cu izolaţie în ulei şi SF_6 ;
- celule electrice prefabricate rezistente la arc liber ;
- celule electrice capsulate, izolate cu gaz – SF_6 ;
- posturi de transformare şi staţii de distribuţie ;
- aparataj de pornire şi de reglaj ;
- echipament electrotehnic divers ;
- aparataj electric pentru centrale nuclearo-electrice.

Acordă asistenţă tehnică la montaj şi punerea în funcţiune.

electroexportimport

Foreign Trade Company • Bucharest – Romania 122, Calea Victoriei • Telephone : 50 28 70 • Telex : 11.383–11.399

1981 ORT 2